C. GĂZDARU

C. CONSTANTINESCU

ÎNDRUMAR PENTRU ELECTRONIȘTI

RADIO ȘI TELEVIZIUNE

vol.1

AUTOMATICĂ

ELECTRONICA

SERIA PRACTICĂ

INFORMATICA

MANAGEMENT

BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ, MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ

M.K. Starr. **Conducerea producției, Sisteme și sinteze**
V. Crăciunoiu ș.a. **Elemente de execuție**
A. Vlădescu ș.a. **Radioreceptoare**
M. Mayer. **Tiristoare în practică, Mutatoare cu comutație forțată**
G. Moltgen. **Tiristoare în practică, Mutatoare cu comutație de la rețea**
L. Zamfirescu, I. Oprescu, **Automatizarea cuptoarelor industriale**
I. Papadache. **Automatică aplicată, ediția I și a II-a**
Șt. Alexandru. **Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului**
V.H. Lisicikin. **Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei**
G. Raymond. **Tehnica televiziunii în culori**
J.J. Samuelly, J. Pignaret, A. Sarazin. **Instrumentația electronică în fizica nucleară**
T. Homoș. **Capacitate de producție în construcții de mașini**
S. Radu, D. Filoti. **Centrale telefonice automate. Sisteme de comutație**
R. Stere ș.a. **Tranzistoare cu efect de cîmp**
D.N. Șapiro. **Proiectarea radioreceptoarelor**
V. Antonescu, M. Popovici. **Ghid pentru controlul statistic al calității producției**
N. Stanciu ș.a. **Tehnica imaginii în cinematografie și televiziune**
P. Vezeanu, Șt. Pătrașcu. **Măsurarea temperaturii în tehnică**
T. Penescu, V. Petrescu. **Măsurarea presiunii în tehnică**
P. Popescu, P. Mihordea. **Măsurarea debitului în tehnică**
P. Vezeanu. **Măsurarea nivelului în tehnică**
C. Hidoș, P. Isac (coordonatori) **Studiul muncii, vol. I—VIII**
V. Baltac ș.a. **Calculatorul FELIX C-256, Structură și programare**
R.L. Morris. **Proiectarea cu circuite integrate TTL**
Ishikawa Kaoru. **Controlul de calitate pentru maiștri**
A.M. Buhtiarov ș.a. **Culegere de probleme de programare**
P. Constantinescu. **Sisteme informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse**
E.S. Buffa. **Conducerea modernă a producției, vol. I și II**
A. Vătășescu ș.a. **Dispozitive semiconductoare, Manual de utilizare**
A. Nadolo. **Măsurarea volumului și calității lichidelor în industrie**
Ch. Jones **Design. Metode și aplicații**
Gh. Pisău ș.a. **Elaborarea și introducerea sistemelor informatice**
C. Hidoș. **Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unitățile economice**
A. Vătășescu ș.a. **Circuite integrate liniare, Manual de utilizare, vol. 1, 2, 3 și 4**
M. Silișteanu ș.a. **Scheme de televizoare, magnetofoane, picupuri vol. 1 și 2, ed. a II-a**
D.W. Davies. **Rețele de interconectarea calculatoarelor**
V. Pescaru ș.a. **Fișiere, baze și bănci de date**
Gh. Baștiurea ș.a. **Comanda numerică a mașinilor-unelte**
N. Sprinceană ș.a. **Automatizări discrete în industrie, Culegere de probleme**
M. Florescu ș.a. **Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică**
S. Călin ș.a. **Optimizări în automatizări industriale**
S. Maican. **Sisteme numerice cu circuite integrate**
I. Ristea ș.a. **Manualul muncitorului electronist**
M. Simonescu. **Proiectare unitară a circuitelor electronice**
O. Cluceru. **Tehnica măsurătorilor în telecomunicații**
P. Nițulescu. **Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații**
R. Răpeanu ș.a. **Circuite integrate analogice. Catalog.**
Șt. Lozneanu ș.a. **Casetofoane, Depanare, Funcționare**
T. Rădulescu ș.a. **Centrale telefonice automate**
N. Iosif ș.a. **Tiristoare și module de putere. Catalog**
P. Postelnicu. **Sisteme și linii de transmisiuni telefonice**
M. Silișteanu, ș.a. **Receptoarele TV în culori**
M. Bădoiu. ș.a. **Funcționarea și depanarea TV color**

Ing. Constantin Găzdaru
Ing. Cezar Constantinescu

Îndrumar pentru electronişti

Radio şi televiziune

vol. 1

EDITURA TEHNICĂ
Bucureşti — 1986

Contribuția autorilor la elaborarea lucrării:

ing. **C. Găzdaru** — capitolele 3, 5, 6, 7, 9, 11, 12, 13

ing. **C. Constantinescu** — capitolele 1, 2, 4, 8, 10

Redactor: ing. **Smaranda Dimitriu**
Tehnoredactor: **Maria Trăsnea**
Execuția desenelor: **C-tin Ceachiris**
Coperta: **Simona Dumitrescu**

Bun de tipar : 30.VII.1986. Apărut : 1986.
Coli de tipar : 21
C.Z. :621.38

Comanda nr. 60 184
Combinatul poligrafic „Casa Scinteii"
Piața Scînteii nr. 1, București,
Republica Socialistă România

Cuvînt înainte

Dezvoltarea industriei electronice în țara noastră reprezintă un obiectiv foarte important al dezvoltării întregii economii naționale. În cadrul industriei electronice, producția bunurilor de larg consum ocupă un domeniu aparte. Caracteristic acestora este producția lor în cantități foarte mari, pe linii de fabricație specializate, cu productivități ridicate și la un nivel tehnic și calitativ înalt.

Diversificarea produselor desfăcute pe piața internă crește de la an la an. Numărul producătorilor de bunuri de larg consum electronice a crescut, iar problemele puse în fața producătorilor se înmulțesc mereu. Una din problemele importante, care preocupă în egală măsură atît pe conducătorii cît și pe executanții din industria electronică de bunuri de larg consum, este pregătirea profesională.

Lucrarea prezentă se adresează înainte de toate personalului muncitor de profil electronic, avînd specialitatea „montator, reglor și depanator de aparate radio, televizoare, redresoare și amplificatoare", conform indicatorului tarifar de calificare 05.05, elaborat în 1984 de Ministerul Industriei Construcțiilor de Mașini. De asemenea este utilă celor care doresc să se inițieze în acest domeniu relativ nou de activitate, practicînd-o din plăcere.

Ideea care a stat la baza elaborării acestei lucrări a fost sintetizarea și concentrarea cunoștințelor tehnice necesare electroniștilor încadrați pe categorii. Caracteristicile de calificare ale categoriilor de încadrare sînt prevăzute în indicatorul tarifar de calificare și sînt ordonate după complexitatea lor.

Lucrările de construcție a aparatelor electronice cuprind operații de asamblare, reglare și depanare. Operațiile de asamblare pot fi: capsări, montări de piese, montări de subansamble, lipituri, înșurubări etc. Reglajele care sînt în marea lor majoritate reglaje electrice au ca principal scop obținerea parametrilor electrici ceruți de norma produsului, pentru asigurarea performanțelor tehnice ale produsului finit.

Efectuarea reglajelor impune cunoașterea construcției interne, a funcționării și manipulării aparaturii electrice de măsură și control, citirea schemelor de principiu.

Dacă, după operațiile de asamblare și reglare, apar defecțiuni, acestea vor fi înlăturate de depanator. De asemenea și după vînzarea produsului, la utilizator pot apărea defecțiuni, care vor fi remediate tot de depanatori.

Operațiile de asamblare sînt cuprinse între categoriile de calificare 1—4, iar operațiile de reglare, depanare și control, între categoriile 3—6.

Dificultățile de reglaj și depanare cresc, cu cît frecvențele semnalelor utilizate sînt mai ridicate, cu cît clasa de calitate a produsului este mai înaltă și aparatura de măsură și control utilizată este mai complicată.

Vom prezenta, pe scurt, caracterul lucrărilor specifice fiecărei categorii de calificare, cunoştinţele necesare şi cîteva exemple de lucrări specifice.

Categoria 1

Realizează asamblări simple mecanice şi electrice, utilizînd plăcuţe din materiale electroizolante cu cablaje imprimate, executate prin montarea semiconductorului şi a pieselor radio. Trebuie să cunoască materialele conductoare şi electroizolante, să aibă noţiuni de electricitate, să cunoască valoarea şi caracteristicile pieselor după codul culorilor, să citească desene simple.

Categoria a 2-a

Realizează subansamble complexe prin asamblări mecanice şi electrice. Verifică valorile pieselor, reface lipiturile incorect executate. Efectuează reparaţii mecanice simple la diferite subansamble sau la produse finite.

Trebuie să cunoască legea lui Ohm în curent continuu, schemele bloc ale radioreceptoarelor şi televizoarelor, funcţionarea şi rolul diferitelor subansamble din RR şi TV.

Categoria a 3-a

Lucrările presupun numai verificări ale schemelor şi circuitelor, utilizînd aparatura necesară. De asemenea se verifică şi se repară subansamble de complexitate medie efectuîndu-se şi reglajul lor. Din cunoştinţele specifice amintim: legile lui Ohm şi Kirchhoff în circuite complicate de curent continuu şi circuite simple de curent alternativ; citirea schemelor aparatelor de radioemisie, radioreceptie şi televizoarelor; funcţionarea tranzistoarelor şi a lămpilor; principiul de funcţionare a receptoarelor tip superheterodină; efectuarea identificării pieselor şi circuitelor după schema de principiu.

Ca exemple de lucrări amintim verificarea electrică şi depanarea etajelor de joasă frecvenţă şi a etajelor de alimentare, depanarea etajelor de detecţie, confectionarea şi montarea antenelor de radio, reparaţii mecanice complicate, utilizarea instrumentului universal de măsură, capacimetrului, punţii de rezistenţe etc.

Categoria a 4-a

Lucrările impun acordări şi reglări de circuite, depanări şi reglări ale amplificatoarelor de frecvenţă intermediară, cu modulaţie de amplitudine şi modulaţie de frecvenţă în radioreceptoare şi televizoare, reglaje independente ale unor subansamble complexe. Electronistul trebuie să cunoască: parametrii electrici ai tuburilor electronice şi tranzistoarelor; utilizarea oricărui instrument de măsură şi de verificare folosit în radiotehnică; să citească schemele electrice; funcţionarea şi rolul etajelor de radiofrecvenţă.

Ca exemple de lucrări ce trebuie efectuate menţionăm reglajele şi depanarea etajelor AFI MA şi MF, depanarea etajelor de AF, cu reglaje de tonalitate, cu circuite de corecţie; reglarea şi depanarea etajelor de AF de puteri mari; efectuarea reglajelor de centrare şi liniaritate a imaginii la televizoare; preacordarea şi depanarea etajelor de radiofrecvenţă şi blocurilor de UUS din RR, reglarea şi depanarea etajelor stabilizatoare echipate cu sisteme de protecţie, măsurarea şi ridicarea caracteristicilor tuburilor electronice şi tranzistoarelor, montarea antenelor pentru televizoare, a instalaţiilor de antenă colectivă şi executarea circuitelor de distribuţie etc.

Categoria a 5-a

Lucrările impun reglarea și depanarea circuitelor complicate utilizate în RR și TV.

Electronistul trebuie să cunoască tehnologia construirii aparatelor de radiorecepție, televizoarelor, amplificatoarelor, magnetofoanelor etc., să aibă cunoștințe de electrotehnică de nivel mediu; de tehnica efectuării măsurătorilor în radiotehnică și să le interpreteze rezultatele.

Dintre lucrările specifice amintim reglarea și depanarea selectoarelor de canale din televizoare, reglarea și depanarea etajelor de baleiaj din TV; verificarea parametrilor electrici ai receptoarelor TV; depanarea aparatelor radio complicate, cu extensie de bandă; probarea, verificarea și depanarea magnetofoanelor și pick-up-urilor; efectuarea măsurătorilor cu osciloscopul, vobuloscopul și generatorul de semnal.

Categoria a 6-a

Lucrările impun posibilitatea de dimensionare a etajelor radio și TV, corectarea performanțelor prin modificarea corespunzătoare a pieselor.

Electronistul trebuie să interpreteze schemele electrice ale aparatelor de radioemisie, radiorecepție, televizoarelor, magnetofoanelor etc.

Exemple de lucrări specifice: reparații electrice ale aparatelor radio și TV după plantare și încasetare; verificarea și măsurarea televizoarelor cu generatorul cu frecvențe fixe; ridicarea și corectarea curbelor de transfer ale amplificatoarelor, cu aparatură complexă de laborator, reglarea și depanarea instalațiilor de redare stereofonică a sunetului; înlăturarea zgomotelor și a oscilațiilor, adaptarea telecomenzilor la aparatele electronice; remedierea defectelor din construcție ale aparatelor electrice complexe etc.

* * *

Din cele prezentate rezultă caracterul gradat al asimilării cunoștințelor teoretice și practice ale electronistului pe scara evoluției. Practic prezentarea cunoștințelor specifice pe categorii de calificare nu se poate face, avîndu-se în vedere că acestea trebuie să evolueze progresiv. Din acest motiv și pentru o prezentare cursivă a cunoștințelor, în cadrul unui singur capitol se vor întîlni și cunoștințele necesare categoriilor inferioare (cunoștințe generale) și cele necesare categoriilor superioare, intrîndu-se în descrierea principiilor de funcționare ale etajelor, modul de efectuare a măsurătorilor și reglajelor.

Cu speranța că lucrarea prezentă, care își propune să sintetizeze cunoștințele teoretice cerute muncitorilor electroniști, va fi în mod real utilă pregătirii lor profesionale, așteptăm observațiile și propunerile cititorilor privind posibilitățile de îmbunătățire și chiar de completare a celor prezentate, pentru mai ușoara asimilare a cunoștințelor în acest domeniu nou de activitate, care atrage prin satisfacțiile deosebite ale practicării ei.

AUTORII

Cuprins

Cuvînt înainte 5

Capitolul 1. **Cunoştinţe de bază** 15

1.1. Elemente de electrotehnică 15
1.1.1. Curentul continuu şi alternativ 15
1.1.2. Mărimi şi unităţi utilizate în radioelectronică 17
1.1.3. Legi de bază 19
1.2. Semnale utilizate în radiodifuziune. Tipuri de modulaţie 21
1.2.1. Modulaţia de amplitudine (MA) 22
1.2.2. Modulaţia de frecvenţă (MF) 24
1.2.3. Semnalul stereo 25
1.3. Semnalul de televiziune alb-negru 26
1.3.1. Captarea imaginii 26
1.3.2. Frecvenţa video maximă 28
1.3.3. Forma semnalului video complex (SVC) 29
1.3.4. Spectrul semnalului de televiziune alb-negru 31
1.4. Noţiuni de colorimetrie 32
1.4.1. Perceperea culorilor de către ochiul uman 32
1.4.2. Radiaţii luminoase. Comportarea obiectelor, care nu sînt surse de lumină, în prezenţa luminii albe 33
1.4.3. Parametrii subiectivi şi obiectivi ai unei culori 33
1.4.4. Amestecul de culori 34
1.4.5. Alegerea culorilor primare în TVC 34
1.4.6. Colorimetrul 35
1.4.7. Reprezentarea grafică a culorilor 35
1.4.8. Culori complementare 36
1.4.9. Caracteristica vizibilităţii relative 36
1.5. Semnale video utilizate în TVC 36
1.5.1. Semnalul de luminanţă 36
1.5.2. Semnalul de crominanţă 42
1.5.3. Banda de frecvenţă a semnalelor utilizate în TVC 46
1.6. Compatibilitatea sistemelor de TVC 46
1.7. Sistemul NTSC 47
1.7.1. Semnale video utilizate 47
1.7.2. Modulaţia semnalelor de crominanţă 48
1.7.3. Alegerea frecvenţei subpurtătoare de crominanţă 49
1.7.4. Semnalul de sincronizare a culorii 49
1.7.5. Semnalul video complex NTSC 50
1.7.6. Concluzii asupra sistemului NTSC 52

1.8. Sistemul PAL 52
1.8.1. Semnale video utilizate 52
1.8.2. Modulaţia semnalelor de crominanţă 53
1.8.3. Compensarea erorilor de fază la sistemul PAL 56
1.8.4. Alegerea frecvenţei subpurtătoarei de culoare 57
1.8.5. Semnalul de sincronizare a culorii 58
1.8.6. Semnalul video complex color PAL 58
1.8.7. Concluzii asupra sistemului PAL 59
1.9. Sistemul SECAM 60
1.9.1. Semnale video utilizate 60
1.9.2. Modulaţia semnalelor de crominanţă 61
1.9.3. Prelucrarea subpurtătoarelor modulate. Îmbunătăţirea factorului de zgomot şi a compatibilităţii 64
1.9.4. Semnale de identificare a culorii 67
1.9.5. Semnalul video complex color SECAM 70
1.9.6. Concluzii asupra sistemului SECAM 70
1.10. Transmiterea semnalelor de televiziune 72
1.10.1. Generalităţi 72
1.10.2. Canalul de televiziune. Norme 72
1.10.3. Mira de televiziune şi parametrii principali ai imaginii TV 73
1.11. Propagarea cîmpului electromagnetic 80
1.11.1. Generalităţi 80
1.11.2. Propagarea undelor de radio-frecvenţă 81
1.11.3. Propagarea undelor din gamele de radiodifuziune şi TV 82
1.12. Antene 83
1.12.1. Generalităţi 83
1.12.2. Antene pentru radioreceptoare 84
1.12.3. Antene pentru televiziune 85
1.13. Linii de transmisie. Adaptarea şi simetrizarea antenelor 87
1.13.1. Generalităţi 87
1.13.2. Tipuri de linii de transmisie 88
1.13.3. Regimuri de funcţionare ale liniilor de transmisie 89
1.13.4. Adaptarea şi simetrizarea antenelor 90
1.14. Radioreceptoare şi receptoare TV. Scheme bloc 92
1.14.1. Generalităţi 92
1.14.2. Schema bloc a radioreceptorului superheterodină 92
1.14.3. Schema bloc a receptorului TV alb-negru 95
1.14.4. Schema bloc a receptorului TV-color 98

Capitolul 2. **Componente radioelectronice** 101
2.1. Componente pasive 101
2.1.1. Rezistoare 101
2.1.2. Termistoare 107
2.1.3. Varistoare 108
2.1.4. Condensatoare 109
2.2. Componente active 117
2.2.1. Generalităţi 117
2.2.2. Diode semiconductoare 119
2.2.3. Tranzistoare bipolare 127
2.2.4. Tranzistoare unipolare 147
2.2.5. Tiristorul 152
2.2.6. Dispozitive optoelectronice 154

Capitolul 3. **Subansamble utilizate în RR şi TV** 157
3.1. Bobine şi transformatoare 157
3.1.1. Bobine 157
3.1.2. Transformatoare 160
3.2. Condensatoare variabile, condensatoare ajustabile 162
3.3. Microfonul 164
3.3.1. Microfonul cu bobină mobilă 166
3.3.2. Microfonul condensator 166
3.3.3. Microfonul cu electret 167
3.3.4. Caracteristicile acustice şi electrice ale microfonului 168
3.4. Doze de redare 168
3.4.1. Dozele cu cristal 169
3.4.2. Dozele ceramice 170
3.4.3. Dozele magnetice 170
3.4.4. Dozele electrodinamice 172
3.5. Capete de magnetofon şi de casetofon 173
3.5.1. Capete de ştergere 174
3.5.2. Capete de înregistrare 175
3.5.3. Capete de redare 177
3.5.4. Capete combinate şi compuse 178
3.6. Difuzoare 179
3.6.1. Difuzoare pentru frecvenţe joase 180
3.6.2. Difuzoare pentru frecvenţe medii 181
3.6.3. Difuzoare pentru frecvenţe înalte 182
3.6.4. Difuzoare de bandă largă 183
3.7. Tubul cinescop alb-negru 183
3.7.1. Construcţia tubului cinescop 183
3.7.2. Deflexia fasciculului electronic 184
3.7.3. Comanda tubului cinescop 187
3.8. Tubul cinescop color 188
3.8.1. Construcţia tuburilor cinescop color 188
3.8.2. Convergenţa tuburilor cinescop color 190
3.8.3. Puritatea culorilor 192
3.8.4. Comanda tubului cinescop color 194
3.9. Rezistenţe variabile 195
3.10. Siguranţe fuzibile 197

Capitolul 4. **Circuite de bază utilizate în radio-TV** 199
4.1. Circuite oscilante 199
4.1.1. Generalităţi 199
4.1.2. Circuitul oscilant serie 200
4.1.3. Circuitul oscilant derivaţie 202
4.2. Filtre electrice 203
4.2.1. Filtre de tip K 205
4.2.2. Filtre cu unde de suprafaţă (FUS) 206
4.3. Etaje compuse cu tranzistoare bipolare 207
4.3.1. Conexiunea Darlington 207
4.3.2. Etajul cascod 208
4.4. Oscilatoare sinusoidale 209
4.4.1. Oscilatoare LC 210
4.4.2. Oscilatoare cu cristal de cuarţ 213

Capitolul 5. **Circuite de alimentare** 216
5.1. Generalităţi 216
5.2. Etaje de redresare 216
5.2.1. Etaje de redresare fără transformator de reţea 216
5.2.2. Etaje de redresare cu transformator de reţea 219
5.3. Etaje stabilizatoare de tensiuni continue 220
5.3.1. Stabilizatoarele de tensiune, paralel 221
5.3.2. Stabilizatoarele de tensiune, serie 224
5.3.3. Protecţia stabilizatoarelor de tensiune 226

Capitolul 6. **Circuite de audiofrecvenţă** 228
6.1. Generalităţi 228
6.2. Amplificatorul de audiofrecvenţă de semnal mic 229
6.2.1. Etajul cu sarcină în colector 229
6.2.2. Etajul cu sarcină în emitor 231
6.2.3. Amplificatorul operaţional 232
6.3. Corecţiile de ton 233
6.3.1. Reţele RC pentru reglajul tonalităţii 233
6.3.2. Reglajul de volum — compensat 236
6.3.3. Circuitele de corecţie a sunetului înregistrat pe disc 237
6.3.4. Circuitele de corecţie pentru redarea înregistrării magnetice a sunetului 239
6.4. Amplificatoare finale de audiofrecvenţă 242

Capitolul 7. **Circuite de videofrecvenţă** 249
7.1. Generalităţi 249
7.2. Etaje de videofrecvenţă utilizate în receptoarele TV alb-negru 250
7.2.1. Etaje de videofrecvenţă de semnal mic 250
7.2.2. Etaje de videofrecvenţă de semnal mare 252
7.3. Etaje de videofrecvenţă utilizate în receptoarele TV color 257
7.3.1. Etaje finale de videofrecvenţă 257
7.3.2. Amplificatorul de luminanţă 260
7.3.3. Circuite de matriciere R.G.B 263
7.4. Circuite de axare 265
7.4.1. Circuite de axare cu detector de vîrf 266
7.4.2. Circuite de axare comandată 267

Capitolul 8. **Demodulatoare de semnal** 269
8.1. Generalităţi 269
8.2. Demodulatoare pentru semnale MA 269
8.2.1. Detector MA cu diodă 270
8.2.2. Detectorul sincron 271
8.3. Demodulatoare MF 272
8.3.1. Detectorul de raport 272
8.3.2. Demodulatorul cu coincidenţă 274

Capitolul 9. **Decodorul stereo** 277
9.1. Generalităţi 277
9.2. Scheme bloc de decodoare stereo 278
9.2.1. Decodor cu separarea semnalului sumă şi a semnalului auxiliar, cu detecţia anvelopei 279
9.2.2. Decodor cu separarea directă a semnalelor stînga şi dreapta, cu detecţie de anvelopă 279
9.2.3. Decodarea cu comutare 281
9.3. Scheme practice 281

Capitolul 10. **Decodorul de culoare** 284
10.1. Generalităţi 284
10.2. Decodorul PAL 284
10.2.1. Extragerea SCC şi amplificatorul de crominanţă 285
10.2.2. Separarea semnalelor de crominanţă modulate 286
10.2.3. Linia de întîrziere de crominanţă 286
20.2.4. Demodulatoarele semnalelor de crominanţă 288
10.2.5. Regenerarea subpurtătoarei de crominanţă 291
10.2.6. Identificarea semnalelor PAL., obţinerea tensiunii RAA_c şi a tensiunii de blocare automată a culorii 293
10.2.7. Etajele de ieşire 293
10.3. Decodorul SECAM 294
10.3.1. Extragerea SCC şi amplificatorul de crominanţă 294
10.3.2. Separarea semnalelor de crominanţă modulate 295
10.3.3. Demodularea semnalelor de crominanţă 296
10.3.4. Etajele de video frecvenţă 297
10.3.5. Identificarea semnalului SECAM şi obţinerea tensiunii de blocare automată a culorii 297
10.4. Decodorul PAL-SECAM 298
10.4.1. Obţinerea semnalelor complexe de crominanţă 299
10.4.2. Amplificarea semnalelor complexe de crominanţă 300
10.4.3. Extragerea semnalului de sincronizare a culorii PAL 301
10.4.4. Identificarea şi blocarea automată a culorii în SECAM 302
10.4.5. Calea directă şi calea întîrziată 303
10.4.6. Separarea semnalelor de crominanţă modulate 303
10.4.7. Demodularea semnalelor de crominanţă 304
10.4.8. Regenerarea subpurtătoarei de crominanţă PAL 305
10.4.9. Identificarea şi obţinerea tensiunilor RAA_c şi BAC în sistemul PAL 308
10.4.10. Etajele de videofrecvenţă 309
10.4.11. Comutatorul de sistem 311

Capitolul 11. **Amplificatoare de frecvenţă intermediară** 313
11.1. Generalităţi 313
11.2. AFI pentru radioreceptoare 313
11.2.1. AFI pentru radioreceptoare 313
11.2.2. Neutrodinarea 315
11.2.3. AFI pentru emisiuni MA-MF 317
11.3. AFI pentru receptoarele de televiziune 318
11.3.1. AFI imagine echipate cu tranzistoare 319
11.3.2. AFI imagine echipate cu CI 320

Capitolul 12. **Circuite de control automat al frecvenţei (CAF)** 324
12.1. Generalităţi 324
12.2. Circuite de CAF utilizate în RR 325
12.3. Circuite de CAF utilizate în receptoarele TV 326

Capitolul 13. **Circuite de reglaj automat al amplificării (RAA)** 329
13.1. Generalităţi 329
13.2. Circuite de RAA pentru RR 330
13.3. Circuite de RAA pentru receptoare TV 331
Bibliografie 335

Capitolul 1

Cunoştinţe de bază

1.1. Elemente de electrotehnică

În activitatea de întreţinere a aparaturii radio-TV, electronistul foloseşte o serie de cunoştinţe electrotehnice care se cer perfect stăpînite, indiferent de categoria de calificare. Aceasta este imperios necesar atît în vederea interpretării corecte a funcţionării circuitelor cît şi a remedierii operative a diverselor avarii care pot apărea în practică.

1.1.1. Curentul continuu şi alternativ

Electronii liberi existenţi în structura cristalină a unui metal pot fi antrenaţi într-o mişcare dirijată dacă la capetele lui se aplică două potenţiale diferite (se presupune că metalul are forma unui fir conductor). Transportul de electroni liberi prin firul conductor se numeşte *curent electric*, iar diferenţa de potenţial dintre capete, *tensiune electrică*. Cu alte cuvinte prin legarea celor două capete ale unui conductor la o sursă electrică de tensiune se formează un circuit electric prin care circulă un curent. (fig. 1.1.*a*).

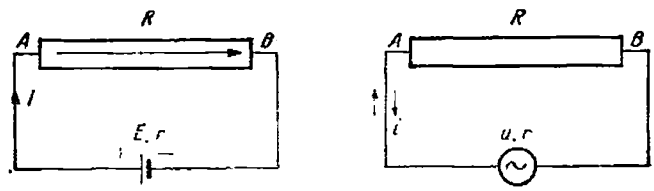


Fig. 1.1. Circuit electric: *a* — de c.c.; *b* — de c.a.

În mişcarea de deplasare dirijată, electronii suferă o tendinţă de înfrînare datorită loviri lor de structura cristalină a metalului. Conductorul va prezenta o rezistenţă R care depinde de natura metalului, lungimea l şi secţiunea S conform relaţiei:

$$R = \rho \frac{l}{S} \qquad (1.1)$$

Constanta ρ se numeşte *rezistivitate* şi depinde de natura metalului. Sursa de tensiune electrică din fig. 1.1.*a* este caracterizată de forţa electromotoare E şi rezistenţa internă r. Datorită semnului negativ al sarcinilor

în mișcare (electroni) s-a adoptat ca sens convențional al curentului electric, sensul invers deplasării reale. Altfel spus, curentul iese din borna pozitivă și intră în borna negativă a sursei de tensiune.

Întrucît sursa electrică menține același sens de deplasare al electronilor, curentul care circulă este un curent staționar numit *curent continuu*. El este caracterizat prin intensitatea I care depinde de cantitatea de electroni aflați în mișcare. Dacă în fig. 1.1.*a*. sursa electrică continuă se înlocuiește cu o sursă care schimbă alternativ potențialele celor două capete ale conductorului, de exemplu după o lege sinusoidală, atunci și curentul care circulă va urma aceeași lege numindu-se în acest caz, *curent alternativ*.

În fig. 1.2 s-a reprezentat modul în care variază în timp tensiunea alternativă furnizată de sursa din fig. 1.1.*b*, după o lege sinusoidală: $u = U_v \sin \omega t$.

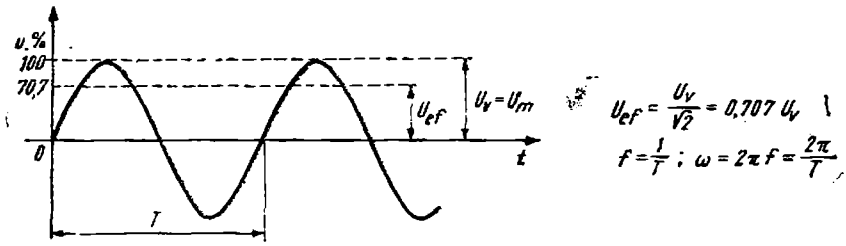


Fig. 1.2. Tensiunea alternativă

Tensiunea alternativă se caracterizează prin: amplitudine (valoare de vîrf U_v sau valoare maximă U_m) și perioadă T (timpul în care are loc descrierea unui ciclu complet: alternanță pozitivă urmată de o alternanță negativă). Numărul de perioade descrise într-o secundă poartă denumirea de frecvență (f) iar $\omega = 2\pi f$ este pulsația tensiunii alternative. Curentul care circulă prin circuitul din fig. 1.1.*b*, fiind un curent alternativ va respecta și el aceeași lege sinusoidală: $i = I_v \sin \omega t$. Valoarea eficace sau efectivă a intensității curentului alternativ (i) este egală cu acea valoare a intensității unui curent continuu I_{ef} care străbătînd același conductor (ce prezintă o rezistență R) ca și curentul alternativ, produce aceeași cantitate de căldură într-un timp egal cu o perioadă T a intensității curentului alternativ. Intensitatea efectivă (I_{ef}) a curentului alternativ are valoarea egală cu 0,707 din intensitatea maximă. Întrucît I_{ef} depinde direct de tensiunea alternativă aplicată se poate defini și pentru aceasta o valoare eficace:

$$I_{ef} = \frac{I_v}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, I_{ef};\quad U_{ef} = \frac{U_v}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, U_v \qquad (1.2)$$

În fig. 1.2 s-a prezentat o tensiune alternativă cu fază zero, adică începutul descrierii ciclului de variație al tensiunii coincide cu originea timpului. În diverse situații practice acest lucru nu este întotdeauna întîlnit și ca atare tensiunea în punctul de origine al timpului poate avea diverse valori instantanee sau cu alte cuvinte poate avea diferite defazaje.

În fig. 1.3. s-au prezentat trei situații de defazaje: defazaj zero (lege sinusoidală), defazaj oarecare φ dictat de timpul τ (care este diferența dintre originea timpului și timpul la care începe descrierea primului ciclu complet) și defazaj de 90° ($\tau = \frac{T}{4}$; lege cosinusoidală). În radioelectronică pentru

explicarea și înțelegerea diverselor situații cînd există simultan mai multe semnale cu diferite defazaje, se folosește o reprezentare grafică într-un plan în care se figurează amplitudinea și faza.

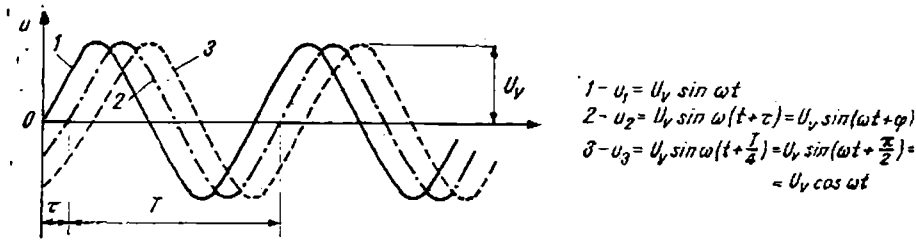


Fig. 1.3. Tensiuni alternative defazate

În figura 1.4. fiecare tensiune alternativă (din fig. 1.3.) s-a reprezentat printr-un vector a cărui lungime este egală cu valoarea de vîrf, iar unghiul care-l face cu orizontala este egal cu defazajul.

1.1.2. Mărimi și unități utilizate în radioelectronică

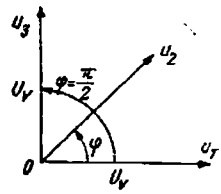


Fig. 1.4. Reprezentarea vectorială a tensiunilor alternative

a) Intensitatea curentului electric (I) — mărime fundamentală care reprezintă unitatea de sarcină electrică ce străbate secțiunea transversală a unui conductor în unitatea de timp. Unitatea de măsură este Amperul (A). În radioelectronică se folosesc în mod obișnuit submultiplii lui: miliamperul (mA), microamperul (μA), nanoamperul (nA).

$$1\ \text{mA} = 10^{-3}\ \text{A};\ 1\ \mu\text{A} = 10^{-6}\ \text{A};\ 1\ \text{nA} = 10^{-9}\ \text{A}.$$

b) Tensiunea electrică (U) — mărime care reprezintă diferența de potențial dintre două puncte ale unui circuit prin care circulă un curent staționar. Unitatea de măsură este voltul (V). În radioelectronică se folosesc des submultiplii lui (microvoltul, milivoltul) și mai rar multiplii lui (kilovoltul):

$$1\ \text{kV} = 10^{3}\ \text{V};\ 1\ \text{mV} = 10^{-3}\ \text{V};\ 1\ \mu\text{V} = 10^{-3}\ \text{V}.$$

c) Energia electrică (W) — este o mărime proporțională cu intensitatea curentului ce străbate circuitul, tensiunea dintre capetele conductorului străbătut — care e un consumator — și timpul în care circulă curentul:

$$W = U \cdot I \cdot t \qquad (1.3)$$

Unitatea de măsură este Joule (J). În practică se mai folosește și kilowattul-oră (kWh).

$$1\ \text{kWh} = 3{,}6 \cdot 10^{6}\ \text{J}.$$

d) Puterea electrică (P) — reprezintă energia primită de un sistem în unitatea de timp:

$$P = \frac{W}{t} \qquad (1.4)$$

În cazul unui consumator R la capetele căruia se aplică o tensiune U care face ca prin el să circule un curent I, puterea electrică este:

$$P = U \cdot I \tag{1.5}$$

Unitatea de măsură a puterii în curent continuu este watt-ul (1 W=1 A·1 V). Pentru curentul alternativ, datorită unui defazaj posibil φ dintre tensiune şi curent, se folosesc următoarele noţiuni de putere:

— Putere reală (măsurată în watt): $P = U_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos \varphi$ (1.6)

— Putere reactivă (măsurată în var): $P_r = U_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \sin \varphi$ (1.7)

— Putere aparentă (măsurată în voltamperi — VA): $P_a = U_{ef} \cdot I_{ef}$ (1.8)

e) Rezistenţă electrică (R) — mărime ce caracterizează rezistenţa pe care o opune un conductor la trecerea curentului electric. Unitatea de măsură este ohm-ul (Ω). În mod curent în radioelectronică se utilizează multiplii lui: kiloohm (kΩ), megohm (MΩ), gigaohm (GΩ).

$$1\ \text{k}\Omega = 10^3\ \Omega;\ 1\ \text{M}\Omega = 10^6\ \Omega;\ 1\ \text{G}\Omega = 10^9\ \Omega.$$

f) Capacitate electrică (C) — este o mărime care reprezintă proprietatea unui capacitor de a acumula energie electrică cînd la borne se aplică o diferenţă de potenţial. Unitatea de măsură este faradul (F). Uzual se lucrează cu submultiplii lui: picofaradul (pF), nanofaradul (nF), microfaradul (μF), şi milifaradul (mF).

$$1\ \text{pF} = 10^{-12}\text{F};\ 1\ \text{nF} = 10^{-9}\text{F};\ 1\ \mu\text{F} = 10^{-6}\text{F};\ 1\ \text{mF} = 10^{-3}\ \text{F}.$$

g) Inductanţa (L) — mărime ce caracterizează fenomenul de inducţie electromagnetică. Este egală cu raportul dintre fluxul magnetic (Φ) şi intensitatea I a curentului care produce acest flux:

$$L = \frac{\Phi}{I} \tag{1.12}$$

Unitatea de măsură este henri-ul (H). În mod obişnuit se utilizează şi submultiplii: microhenri (μH) şi milihenri (mH)

$$1\mu\text{H} = 10^{-6}\text{H};\ 1\ \text{mH} = 10^{-3}\text{H}.$$

h) Reactanţa (X) — este o mărime proprie circuitelor de curent alternativ care conţin elemente reactive (bobine şi capacitoare). Poate fi inductivă:

$$X_L = \omega L \tag{1.10}$$

sau capacitivă:

$$X_c = -\frac{1}{\omega c} \tag{1.11}$$

Unitatea de măsură este ohm-ul cu multiplii şi submultiplii lui.

i) Impedanţa (Z) — mărime caracteristică circuitelor de curent alternativ:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}. \tag{1.12}$$

Unitatea de măsură este ohm-ul cu multiplii şi submultiplii lui.

j) Frecvența (f) — mărime caracteristică fenomenelor periodice (curent alternativ). Este egală cu inversul perioadei. Unitatea de măsură este hertz-ul cu multiplii lui: kilohertz (kHz), megahertz (MHz) și gigahertz (GHz).

$$1\ \text{kHz} = 10^3\text{Hz};\ 1\ \text{MHz} = 10^6\text{Hz};\ 1\ \text{GHz} = 10^9\text{Hz}.$$

k) Lungimea de undă (λ) este distanța străbătută de o undă în timp de o perioadă.

$$\lambda = c \cdot T = \frac{c}{f} \tag{1.13}$$

unde c este viteza de propagare a undelor electromagnetice (egală cu viteza luminii) în mediul respectiv. Unitatea de măsură este metrul cu multiplii și submultiplii lui.

l) Intensitatea cîmpului magnetic (H) — mărime care caracterizează cîmpul magnetic creat de magneți permanenți sau de curenți electrici și este independentă de proprietățile magnetice ale mediului. Unitatea de măsură este amper/metru sau amperi spire/metru.

m) Permeabilitatea (μ) — este o mărime ce caracterizează proprietățile magnetice ale unui mediu (material). Unitatea de măsură este henri/metru.

n) Inducția magnetică (B) — mărime ce caracterizează cîmpul magnetic într-un anumit mediu și reprezintă densitatea de flux magnetic măsurată pe o suprafață perpendiculară pe liniile de cîmp magnetic.

$$B = \mu H. \tag{1.14}$$

Unitățile de măsură uzuale sînt tesla (T) sau gauss (Gs).

$$1\ \text{Gs} = 10^{-4}\text{T}.$$

o) Amplificare (A) — reprezintă mărimea amplitudinii tensiunii (A_u), puterii (A_p) sau a intensității (A_i) unui curent electric pe seama energiei sursei de alimentare a unui circuit. Se exprimă cantitativ prin raportul mărimilor de același fel la ieșirea și intrarea unui amplificator. Cînd raportul se exprimă în unități logaritmice, poartă denumirea de *cîștig* (G). Unitatea de măsură este decibelul. Cîștigul în tensiune, curent sau putere al unui amplificator este:

$$G_u = 20 \log \frac{U_2}{U_1};\ G_i = 20 \log \frac{I_2}{I_1};\ G_u = 10 \log \frac{P_2}{P_1}. \tag{1.15}$$

Indicele 2 aparține mărimilor U, I sau P de la ieșire iar indicele 1 aparține acelorași mărimi dar de la intrare.

p) Atenuarea — reprezintă o noțiune inversă celei de amplificare. Ea este utilizată în caracterizarea circuitelor pasive la a căror intrare se aplică un semnal (de un anumit nivel — U_1, I_1 sau P_1) obținîndu-l la ieșire redus ca nivel (U_2, I_2 sau P_2). Unitatea de măsură și relațiile de calcul sînt aceleași ca în cazul amplificării cu observația că rezultatul se obține în unități negative (— dB).

1.1.3. Legi de bază

a) Legea lui Ohm — exprimă interdependența dintre tensiunea aplicată unui circuit și curentul care circulă prin el. Ea se exprimă astfel: *intensitatea curentului electric printr-un circuit este direct proporțională cu tensiunea electro-*

motoare din circuit și invers proporțională cu rezistența totală a circuitului. Dacă ne referim la fig. 1.1 *a*, matematic legea lui Ohm se scrie:

$$I = \frac{E}{R + r}. \tag{1.16}$$

Pentru cazul general, cînd la bornele unui circuit de rezistență R se aplică tensiunea U, avem:

$$I = \frac{U}{R} \text{ sau } U = R \cdot I \text{ sau } R = \frac{U}{I}. \tag{1.17}$$

Pe baza celor trei expresii ale legii lui Ohm din relația (1.17) putem scrie puterea (1.5) și sub alte forme:

$$P = U \cdot I \text{ sau } P = \frac{U^2}{R} \text{ sau } P = RI^2. \tag{1.18}$$

Legea lui Ohm exprimată prin relațiile (1.17) este valabilă pentru regimul de curent staționar, adică pentru curentul continuu. În cazul curentului alternativ unde pe lîngă noțiunea de rezistență electrică, circuitele de regulă, conțin și inductanțe și capacități, legea lui Ohm se va scrie:

$$I_v = \frac{U_v}{Z}; \quad U_v = Z \cdot I_v; \quad Z = \frac{U_v}{I_v}, \tag{1.19}$$

unde Z este impedanța circuitului.

b) Legile lui Kirchhoff

Circuitele întîlnite în practică sînt mult mai complicate decît cele din fig. 1.1. Ele conțin o serie de ramificații și sînt cunoscute sub numele de rețele electrice. În fig. 1.5 este exemplificată o rețea electrică. După cum se vede, orice rețea determină existența a două elemente de bază:

— noduri de rețea (punctele A, B, C, D, E) formate din intersecția a minimum trei laturi;

— ochiuri de rețea (*1* și *2*) formate din conturul închis a minimum trei laturi.

— Legea I a lui Kirchhoff se referă la nodurile de rețea și are la bază legea conservării sarcinii. Ea se enunță astfel: *suma algebrică a intensităților curenților electrici care se întîlnesc într-un nod de rețea este egală cu zero.*

$$\sum_{i=1}^{n} I_i = 0. \tag{1.20}$$

Dacă facem convenția $I > 0$ pentru orice curent care intră în nod și $I < 0$ pentru curenții care ies din nod, avem pentru nodurile A și D din fig. 1.5:

$$I_5 + I_7 - I_1 = 0;$$
$$I_6 + I_3 - I_8 = 0.$$

Cu alte cuvinte legea se mai poate exprima și astfel: suma curenților care intră în nod este egală cu suma curenților care ies:

$$I_5 + I_7 = I_1;$$
$$I_6 + I_3 = I_8.$$

— Legea a II-a a lui Kirchhoff se referă la ochiurile de rețea și se enunță astfel: *suma algebrică a tensiunilor electromotoare dintr-un ochi de rețea este egală cu suma produselor dintre intensitatea curentului și rezistența din fiecare ramură (sau suma căderilor de tensiune).*

$$\sum_{i=1}^{n} Ei = \sum_{i=1}^{r} I_i R_i \qquad (1.21)$$

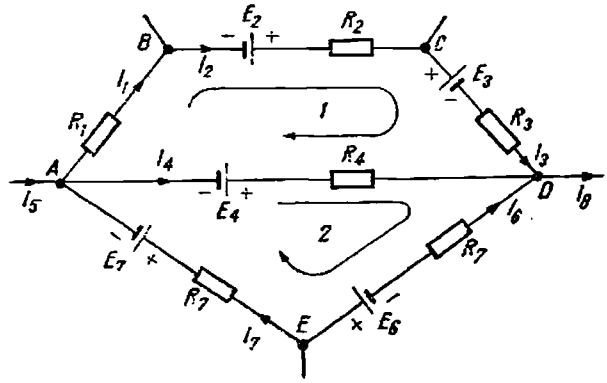


Fig. 1.5. Rețea electrică

Se alege pe fiecare ramură cîte un sens al curentului si pentru fiecare ochi un sens arbitrar.

La scrierea ecuațiilor pe fiecare ochi se compară în permanență sensul curenților și al surselor de tensiune din ochi cu sensul ales pe ochi. Dacă sensurile coincid, termenii au semnul plus, iar dacă sînt de sensuri opuse, termenii capătă semnul minus. Referindu-ne la fig. 1.5, legea a II-a a lui Kirchhoff se scrie pentru ochiurile *1* și *2*:

$$-E_2 + E_3 + E_4 = R_1 I_1 + R_2 I_2 + R_3 I_3 - R_4 I_4;$$
$$-E_4 - E_6 + E_7 = R_4 I_4 - R_6 I_6 + R_7 I_7.$$

La scrierea legii I pentru o rețea cu n noduri, se obțin ecuații din care numai $n - 1$ sînt independente, ecuația de a n-a decurgînd întotdeauna din celelalte.

Cu ajutorul legii a II-a se obțin ecuații numai pentru ochiurile independente adică pentru acele contururi formate din laturi în care cel puțin una nu aparține și altor ochiuri.

În total, numărul de ecuații este egal întotdeauna cu numărul de curenți necunoscuți.

1.2. Semnale utilizate în radiodifuziune. Tipuri de modulație

Fiecare stație de radiodifuziune este caracterizată prin cîteva elemente cum ar fi: puterea, frecvența și tipul de modulație.

Frecvența unei stații de emisie este de regulă frecvența unei unde radio cuprinsă în game stabilite prin convenții internaționale. Gamele de undă

alocate pentru radiodifuziune au lungimile de undă sau frecvențele cuprinse în domeniile:

— Unde lungi (UL):	1050—2000 m	sau	150 — 285 kHz
— Unde medii (UM)	187—570 m	sau	525 — 1605 kHz
— Unde scurte (US)	75 m	sau	3,2 — 3.4 MHz
	49 m	sau	5,95 — 6.2 MHz
	41 m	sau	7,15 — 7.3 MHz
	30 m	sau	9,5 — 9,775 MHz
	25 m	sau	11,7 — 11,975 MHz
	19 m	sau	15,1 — 15,45 MHz
	16 m	sau	17,7 — 17,9 MHz
	13 m	sau	21,45 — 21.75 MHz
	11 m	sau	26,1 — 26.5 MHz
— Unde ultrascurte (UUS)	3,45 — 3 m CCIR	sau	88,5 — 108 MHz
	4,62 — 4,11 OIRT	sau	63 — 74 MHz.

Frecvența stației de emisie este frecvența unui semnal de înaltă frecvență, numit purtătoare sau semnal purtător. Acest semnal, în vederea transmiterii informației, se modulează modificîndu-i una dintre caracteristicile lui — amplitudine, frecvență — în conformitate cu conținutul semnalului de joasă frecvență (semnal modulator).

În cazul în care semnalul modulator modifică amplitudinea semnalului purtător, frecvența undei de emisie rămîne constantă și variază amplitudinea. Se spune că unda RF a fost modulată în amplitudine (MA).

Dacă semnalul modulator modifică frecvența semnalului purtător în jurul unei valori medii, amplitudinea rămîne constantă și avem o modulație de frecvență (MF).

1.2.1. Modulația de amplitudine (MA)

Se utilizează în benzile UL, UM, US precum și în emițătorul TV pentru imagine.

Considerăm că semnalul modulator este un semnal sinusoidal cu pulsația Ω și frecvența F din spectrul vocal:

$$U_m = U_m \sin \Omega t. \tag{1.22}$$

Ca urmare a acestui semnal, curentul de înaltă frecvență din antena emițătorului se modifică periodic după legea:

$$i_a = I_{ao}(1 + m \sin \Omega t) \cos \omega_p t. \tag{1.23}$$

În fig. 1.6 se arată aspectul unei unde modulată în amplitudine. Se observă că amplitudinea I_{ao} a semnalului de RF în lipsa modulației este modificată ca urmare a semnalului modulator U_m de joasă frecvență în limitele $I_{a\,max}$ și $I_{a\,min}$.

În relația 1.23, ω_p reprezintă pulsația purtătoarei de frecvență f_p ($\omega_p = 2\pi f_p$) iar m este gradul de modulație:

$$m = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{I_{a\,max} + I_{a\,min}} = \frac{I_{a\,max} - I_{a\,min}}{2I_{ao}}. \tag{1.24}$$

Relația 1.23 se poate scrie în continuare:

$$i_a = I_{ao} \cos \omega_p t + mI_{ao} \sin \Omega t \cos \omega_p t = I_{ao} \cos \omega_p t + \frac{1}{2} mI_{ao} \sin (\omega_p - \Omega)t + \frac{1}{2} mI_{ao} \sin(\omega_p + \Omega)t. \quad (1.25)$$

Rezultă ca urmare a procesului de modulație MA trei curenți cu pulsațiile: $\omega_p = 2\pi f_p$, $\omega_p - \Omega = 2\pi (f_p - F)$, $\omega_p + \Omega = 2\pi(f_p - F)$.

Frecvența f_p este frecvența purtătoare iar frecvențele $f_p - F$ și $f_p + F$ reprezintă semnalele laterale. Totalitatea acestor semnale poartă denumirea de spectrul de frecvențe al emițătorului MA.

Se vede că cele două semnale laterale conțin informația ce trebuie transmisă având amplitudinea $\frac{1}{2} mI_{ao}$ (frecvența lor depinde de frecvența semnalului modulator F).

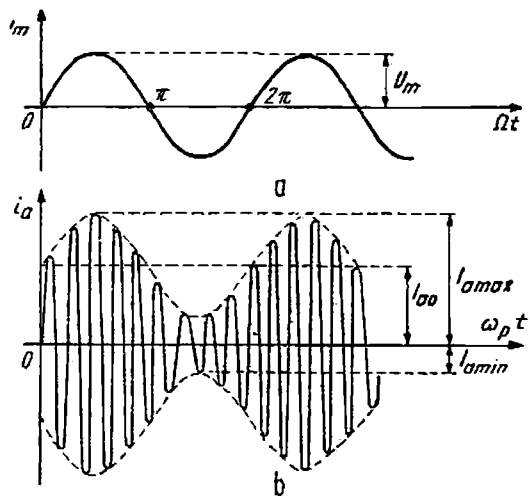


Fig. 1.6. Modulația de amplitudine: *a* — semnalul modulator; *b* — semnalul modulat

În realitate semnalul modulator nu are o singură frecvență. Semnalul modulator de audiofrecvență (vocea, muzica) are un spectru cu frecvențele cuprinse între limitele: F_1 (inferior) și F_2 (superior). Ca urmare, în spectrul undei MA apar, pe lîngă purtătoare, două benzi laterale, una superioară și alta inferioară (fig. 1.7)

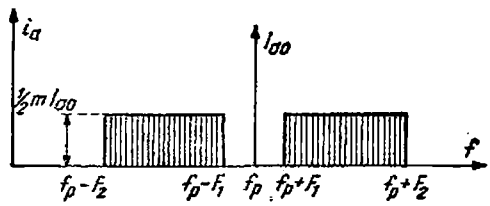


Fig. 1.7. Spectrul semnalului MA

În spectrul unei unde MA, din punct de vedere energetic purtătoarea are valoarea cea mai mare (amplitudine mare și nu conține informații). De aceea în situații speciale pentru a se evita încărcarea exagerată a etajelor finale din emițător sau pentru a se evita anumite neajunsuri cum ar fi înrăutățirea compatibilității în TVC, la emisie are loc suprimarea purtătoarei. În acest caz modulația obținută se numește modulație de amplitudine cu purtătoare suprimată MA-PS.

În receptoare însă, pentru extragerea semnalului modulator, purtătoarea va trebui refăcută prin oscilatoare de mare stabilitate echipate de regulă cu cristale de cuarț.

În telecomunicații, banda totală ocupată de spectrul unei unde MA poartă denumirea de canal. Lărgimea de bandă a canalului se notează cu $2\Delta f$ și este:

$$2\Delta f = (f_p + F_2) - (f_p - F_2) = 2F_2. \tag{1.26}$$

Cu alte cuvinte, este dublul frecvenței celei mai mari a semnalului modulator.

În cazul stațiilor de emisie de radiodifuziune ULMS lărgimea unui canal este de 9000 Hz. Deci frecvența maximă din spectrul audio transmisă este limitată de 4500 Hz.

1.2.2. Modulația de frecvență (MF)

După cum se arăta la începutul capitolului, modulația de frecvență (MF) constă în modificarea frecvenței purtătoarei în jurul unei valori medii iar amplitudinea rămîne constantă. Un avantaj esențial al modulației MF, comparativ cu modulația MA, este o protecție superioară la zgomote atmosferice și paraziți de altă natură care afectează amplitudinea undei. Întrucît amplitudinea undei MF nu este purtătoare de informație, în receptoare are întotdeauna loc un proces de limitare în amplitudine pe lanțul de amplificatoare de FI, proces prin care se suprimă zgomotul suprapus (în amplitudine). Domeniul de utilizare al modulației MF în radiodifuziune este gama UUS. De asemenea se folosește la transmiterea sunetului însoțitor al programului TV.

Considerăm că stația de emisie transmite un semnal: $i_a = I_{a0} \sin \omega_p t$ în care $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$ este frecvența centrală sau frecvența de repaus în lipsa modulației.

A modula MF acest semnal înseamnă a face să varieze frecvența sa f_p în ritmul amplitudinii semnalului de modulație (fig. 1.8):

$$u_m = U_m \sin \Omega t; \quad \Omega = 2\pi F.$$

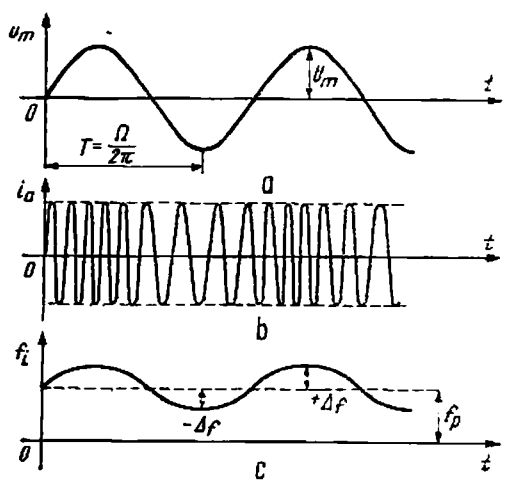


Fig. 1.8. Modulația de frecvență: *a* — semnalul modulator; *b* — semnalul modulat; *c* — variația în timp a frecvenței instantanee

Cu alte cuvinte frecvența instantanee f_i variază în jurul valorii f_p trecînd prin valorile extreme $f_p - \Delta f$ și $f_p + \Delta f$, corespunzătoare valorilor de vîrf $+ U_m$, respectiv $- U_m$ ale semnalului de modulație. Viteza de trecere prin aceste valori extreme este în funcție de Ω (fig. 1.7). Mărimea Δf poartă denumirea de deviație de frecvență.

Într-o transmisie MF se impune întotdeauna o deviație de frecvență nominală Δf_n, corespunzătoare celei mai mari amplitudini a semnalului modulator. Pentru stațiile de radiodifuziune (OIRT, CCIR), deviația maximă de frecvență este de $\pm$ 75 kHz

iar pentru emițătorul de sunet al canalului TV de $\pm$ 50 kHz. Deviația nominală de frecvență are prin analogie cu MA, semnificația unui grad de modulație de 100%.

Prin indice de modulație se înțelege raportul dintre deviația de frecvență și frecvența semnalului de modulație:

$$\beta = \frac{\Delta f}{F}. \tag{1.27}$$

Pe baza celor arătate mai sus putem scrie frecvența instantanee:

$$f_i = f_p + \Delta f \sin \Omega t. \tag{1.28}$$

Expresia unei oscilații MF devine:

$$i_{aMF} = I_{a0} \sin(\omega_p t + \beta \sin \Omega t). \tag{1.29}$$

Se demonstrează că spectrul unei unde MF cuprinde o serie de frecvențe, situate simetric în jurul frecvenței purtătoare f la distanțe care sînt multipli ai frecvenței modulatoare: $f_p = F$, $f_p \pm 2F$, $f_p \pm 3F$ etc. Spectrul are o întindere mult mai mare ca în cazul modulației în amplitudine. Amplitudinea componentelor laterale nu scade progresiv pe măsură ce ele se depărtează de purtătoare. Ea depinde de indicele de modulație. Cu cît indicele de modulație are o valoare mai mare cu atît liniile spectrale sînt mai apropiate de frecvența centrală și numărul lor este mai mare, energia fiind repartizată în mod egal în jurul purtătoarei. Se poate defini ca lărgime de bandă a unui canal MF, mulțimea componentelor care întrec ca valoare 1% din purtătoarea nemodulată. În banda de UUS spectrul audio transmis este cuprins între 50—15000 Hz iar $\Delta f_{max} = \pm$ 75 kHz. Rezultă un indice de modulație $\beta = 75/15 = 5$, ceea ce corespunde la o lărgime de bandă a canalului de 3,2 $\Delta f = 240$ kHz. Ca o concluzie se constată că banda ocupată este mult mai mare ca în cazul MA. Pe de altă parte amplitudinea purtătoare variază permanent la emisie ca nivel în funcție de β. De aceea nu se practică suprimarea ei la emisie.

1.2.3. Semnalul stereo

Stereofonia reprezintă o tehnică modernă de înregistrare și redare a sunetului care are ca scop crearea pentru ascultător a unei senzații cît mai fidele a sursei sonore originale.

Transmisiile monofonice sînt lipsite de perspectivă sonoră, adică nu permit o localizare în spațiu a diferitelor elemente care alcătuiesc tabloul sonor.

Pentru difuzarea prin radio a programelor stereofonice s-au imaginat mai multe sisteme, din care cel mai răspîndit, și care a fost adoptat și în țara noastră, este sistemul cu frecvență pilot. Acest sistem permite îndeplinirea următoarelor deziderate:

— obținerea unei audiții stereo de calitate;

— compatibilitate, adică o emisiune stereo să poată fi recepționată monofonic cu receptoare clasice pe banda UUS, la același nivel de calitate ca în cazul unei transmisii monofonice;

— calitatea audiției să fie de înaltă fidelitate deci să folosească modulația de frecvență;

— canalele de audiofrecvență din receptor să fie identice și să aibă o diafonie redusă între ele;

— raportul semnal/zgomot la recepția stereo să nu difere mult ca valoare față de recepția monofonică;

— oferă posibilitatea realizării receptoarelor stereo la un preț convenabil;

— lărgimea de bandă necesară pentru o recepție stereo să nu depășească cu mult pe cea din cazul recepției mono.

În cazul unei astfel de transmisii, purtătoarea de RF din banda UUS a unui emițător este modulată MF cu un semnal-numit semnal multiplex — obținut după cum urmează.

La ieșirile a două microfoane care se află în studio, se obțin două semnale de audiofrecvență cu banda de 40—15 000 Hz, semnale notate cu A (stînga) și B (dreapta) în fig. 1.9 a.

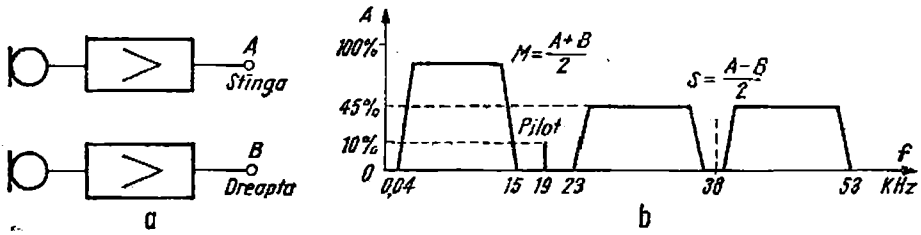


Fig. 1.9. Semnalul stereo multiplex: *a* — obținerea semnalelor AF; *b* — spectrul de frecvență

Cu ajutorul acestor semnale se realizează semnalul M care este semisuma lor. El este semnalul compatibil care asigură funcționarea receptoarelor mono. Acest semnal fiind o sumă a ieșirilor tuturor microfoanelor aflate, de exemplu în fața unei orchestre, creează senzația monofonică. Semidiferența semnalelor A și B formează semnalul S specific transmisiilor stereo. Întrucît este un semnal diferență între ieșirile a două microfoane, creează senzația de spațialitate (fig. 1.9 b).

Semnalul S modulează în amplitudine o subpurtătoare de 38 kHz care se suprimă (MA-PS) pentru a evita interferențe nedorite în receptor. Banda totală ocupată de semnalul S este cuprinsă între 23—53 kHz și se calculează ținînd seamă că semnalele A și B au limita superioară de 15 kHz. Simultan se mai transmite o frecvență pilot de 19 kHz care, fiind jumătate din frecvența subpurtătoarei suprimate, permite refacerea ei în decodorul stereo (prin dublare de frecvență).

De asemenea pilotul mai are rolul ca în receptor să se permită identificarea unei transmisii stereo.

Banda totală ocupată de un semnal multiplex stereo este de 53 kHz.

1.3. Semnalul de televiziune alb-negru

1.3.1. Captarea imaginii

Camerele de televiziune conțin în primul rînd un traductor electronic, care transformă radiațiile luminoase în semnal electric sub formă de curent sau tensiune. Traductorul este un tub videocaptor unde traducerea se face cu ajutorul unor elemente fotosensibile pe care se creează un relief de potențial

în concordanță cu strălucirea scenei aflate în fața camerei. Relieful de potențial este explorat cu ajutorul unui fascicul electronic. Schema bloc a unei camere de televiziune este prezentată în fig. 1.10.

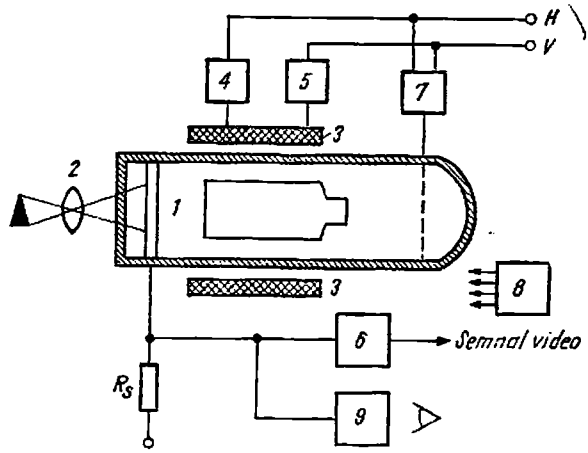


Fig. 1.10. Schema bloc a camerei TV: *1* — tub videocaptor; *2* — sistem optic; *3* — bloc de deflexie; *4*, *5* — blocuri de baleiaj; *6* — amplificator video; *7* — bloc formator de impulsuri; *8* — bloc de alimentare; *9* — vizor electronic

Prin intermediul sistemului optic *2*, imaginea este proiectată pe ținta tubului videocaptor sau analizor *1*, care este legată la o rezistență de sarcină R_s. În jurul tubului se găsește blocul de deflexie *3*, care produce cîmpurile magnetice necesare deflexiei fasciculului de electroni. El este alimentat din două generatoare (*4* și *5*) cu ajutorul cărora fasciculul de electroni este deplasat pe orizontală și pe verticală explorînd întreg relieful de potențial care se creează pe țintă. Ca urmare apare o modulare a intensității spotului proporțională cu strălucirea imaginii. Tensiunea obținută pe R_s se aplică amplificatorului video *6*, la ieșire obținîndu-se semnalul video. Blocul *7* este un formator de impulsuri necesare asigurării și verificării funcționării corecte a camerei. Blocul *8* este un bloc de alimentare care conține circuitele de reglaj.

Vizorul electronic *9* permite operatorului posibilitatea de a urmări pe ecranul unui cinescop imaginea captată și de a controla cadrajul. Mișcarea fasciculului de electroni pe ținta tubului se face punct cu punct și rînd după rînd de la stînga la dreapta și de sus în jos. Rîndul se numește *linie* de explorare, iar numărul total de linii constituie un *cadru* complet de imagine. Liniile descrise de fascicul constituie un *rastru* de imagine. Traseul orizontal prin care fasciculul se deplasează de la stînga la dreapta se numește cursă directă pe orizontală. După descrierea unei linii, fasciculul se întoarce rapid în stînga pentru a explora o nouă linie. Se spune că el efectuează cursa inversă.

Pentru explorarea întregului număr de linii dintr-un cadru, fasciculul este supus de sus în jos la o deplasare lentă de la linie la linie.

Cînd s-a explorat ultima linie înseamnă că s-a terminat cursa directă de cadre și fasciculul trebuie să se întoarcă în partea din stînga sus efectuînd cursa inversă de cadre. În fig. 1.11 este arătată schema unui astfel de explorări numită *explorare simplă*.

Timpul în care are loc o cursă directă îl notăm cu T iar timpul în care are loc întoarcerea cu T_i.

Deoarece mişcările au loc periodic, se defineşte o frecvenţă de explorare pe linii: $f_H = \frac{1}{T_H}$ unde $T_H = T_{dH} + T_{iH}$. De asemenea se defineşte şi o frecvenţă de explorare pe cadru: $f_v = \frac{1}{T_v}$ unde $T_v = T_{dv} + T_{iv}$.

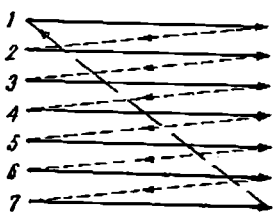


Fig. 1.11. Schema explorării simple

Alegerea frecvenţei cadrelor se face pe baza unor considerente fizice şi practice:

— pentru perceperea continuităţii unor mişcări, trebuie să fie mai mare decît frecvenţa critică $f_c = 46$ Hz;

— pentru diminuarea unor perturbări cauzate de sursele de alimentare, trebuie să fie egală cu frecvenţa reţelei.

Rezultă că în ţările unde reţeaua electrică are frecvenţa de 50 Hz s-a ales $f_v = 50$ Hz, iar în ţările cu 60 Hz s-a ales $f_v = 60$ Hz.

1.3.2. Frecvenţa video maximă

Pentru realizarea unui sistem TV, este necesar să se cunoască frecvenţa maximă a semnalului de imagine. Ea se poate determina considerînd o imagine în formă de tablă de şah (fig. 1.12).

Pătratele se consideră cu latură egală cu diametrul fasciculului de explorare. Dacă se explorează o linie corespunzătoare primului rînd de pătrate se obţine un semnal ca în fig. 1.12 b. Rezultă că numărul de perechi de pătrate albe şi negre transmise într-o secundă determină frecvenţa maximă a semnalului de imagine.

Notăm cu p raportul dintre dimensiunile h şi v ale imaginii. El se numeşte factor de formă şi are valoarea 4/3.

Dacă se consideră că numărul total de linii de explorare este Z, atunci numărul de puncte pe verticală este tot Z. Pe orizontală avem în acest caz un număr de puncte egal cu: $\frac{h}{v} Z = pZ$. În total există deci pZ^2 puncte. Ţinînd seama că o perioadă completă a semnalului cuprinde două puncte şi că într-o secundă se transmit f_v cadre:

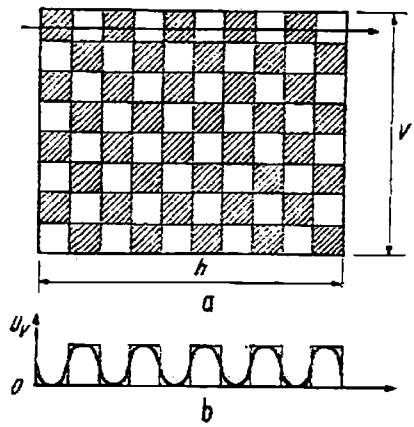


Fig. 1.12. Determinarea frecvenţei maxime a semnalului video:
a — structura imaginii analizate;
b — semnalul electric corespunzător

$$f_{max} = \frac{Z \cdot pZ}{2} \cdot f_v = \frac{1}{2} \cdot \frac{4}{3} Z^2 f_v. \qquad (1.30)$$

Pentru standardul nostru de televiziune $Z = 625$ linii, $p = 4/3$, $f_v = 50$ Hz. Se obţine $f_{max} = 13$ MHz. După cum se vede această frecvenţă este foarte mare şi implică probleme tehnice deosebite.

Pentru reducerea ei se poate micșora în principiu numărul de elemente de imagine pe una din dimensiuni (echivalent cu reducerea numărului de linii) sau micșora frecvența cadrelor. Prima dintre soluții duce la micșorarea rezoluției imaginii și e de neacceptat. De aceea pentru reducerea frecvenței maxime a semnalului video se reduce frecvența cadrelor la jumătate folosind *explorarea întrețesută*. (fig. 1.13) fără a se înrăutăți calitatea imaginii.

În timpul primului semicadru (numit și semicadru impar) fasciculul, după ce explorează prima linie, coboară cu două linii explorînd linia *3* și mai departe toate liniile impare. Ajungînd la ultima linie din semicadru, fasciculul explorează numai prima jumătate a ei, după care se întoarce în partea de sus de unde începe să exploreze cea de a doua jumătate. După aceasta începe explorarea liniilor pare care aparțin celui de al doilea semicadru (semicadru par). Explorarea ultimei linii a acestui semicadru se termină în colțul din dreapta jos după care fasciculul revine în colțul din stînga sus începînd ciclul unui nou semicadru (impar).

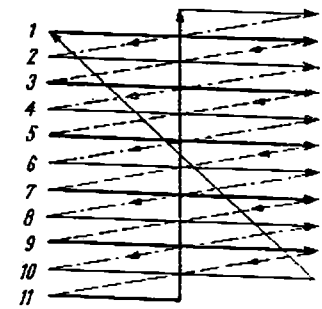


Fig. 1.13. Schema explorării întrețesute

Frecvența semicadrelor este de 50 Hz iar frecvența cadrelor (formate din două semicadre succesive — impar, par) este de 25 Hz.

Din cele arătate mai sus se vede că numărul de linii trebuie să fie impar — 625. În acest caz două cîmpuri conțin 312,5 linii din care nu toate sînt active întrucît întoarcerea spotului pe verticală nu se face instantaneu ca în fig. 1.13 ci pe parcursul a cîtorva linii (25).

1.3.3. Forma semnalului video complex (SVC)

Considerăm o imagine care conține o succesiune de bare albe, gri și negre ca în fig. 1.14 a. Fasciculul de explorare parcurge linia AB și va produce un semnal care va fi zero pentru zonele negre, maxim pentru zonele albe și intermediar pentru zonele gri (fig. 1.14 b).

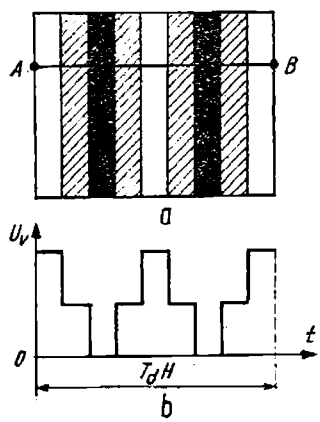


Fig. 1.14. Semnalul video: *a* — imaginea explorată; *b* — forma semnalului

Semnalul obținut poartă denumirea de semnal cu polaritate pozitivă. În standardul nostru semnalul video folosit este însă un semnal invers, cu polaritate negativă (la strălucire maximă corespunde un semnal de amplitudine minimă).

În afară de semnalul util de imagine în semnalul video complex TV mai apar și alte componente. Una dintre ele este semnalul de stingere a curselor inverse de linii și cadre pentru ca întoarcerea spotului pe ecranul TV să nu fie vizibilă. Nivelul lor depășește cu puțin nivelul negrului. Pentru standardul european de 625 linii durata unui linii este $T_H = 64$ μs; durata impulsului de stingere linii $T_{iH} = 12$ μs; durata unui semicadru $T_V = 20$ ms; durata impulsului de stingere cadre $T_{iV} = 25 \cdot T_H = 1{,}6$ ms. Se remarcă: la fiecare semicadru sau cîmp un număr de 25 linii sînt

inactive, fiind stinse. Rezultă că numărul total al liniilor active pentru un cadru complet este de 575.

Alte componente, care se adaugă, sînt impulsurile de sincronizare linii și cadre necesare menținerii în sincronism a receptorului TV. Acestea se suprapun în timpul cursei de întoarcere, depășind nivelele de stingere și fiind astfel invizibile. În fig. 1.15 se prezintă semnalul de imagine, stingere și sincronizare de linii cu polaritate negativă.

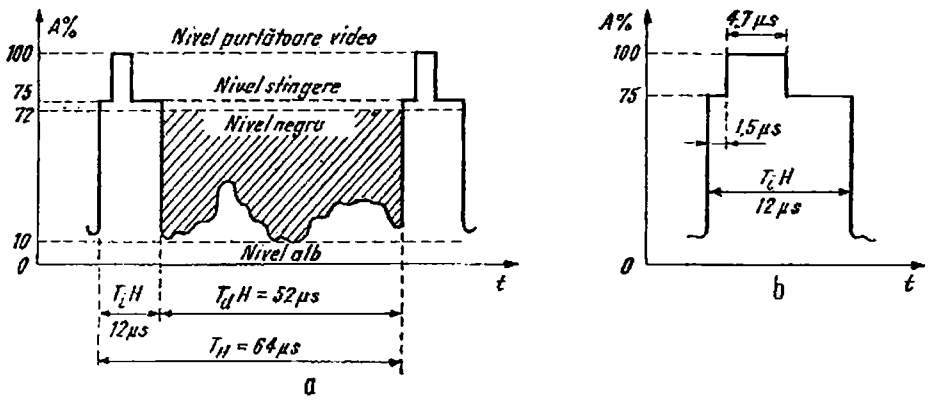


Fig. 1.15. Semnalul video complex pe linii: *a* — nivele și timpi specifici; *b* — detaliu pe durata stingerii

Dacă se consideră că acest semnal, numit semnal video complex (SVC), modulează în amplitudine o purtătoare de RF a unui emițător de imaginec TV, amplitudinea maximă a purtătoarei (100%) se obține pe durata impulsurilor de sincronizare linii. Impulsurile de stingere sînt la un nivel de 75% iar nivelul de negru al semnalului video util este de 72%. Nivelul albului este de 10%. Aceasta înseamnă că nu se atinge niciodată un grad de modulație mai mare de 90%. Simultan cu transmisia imaginii, are loc și o transmisie a sunetului canalului TV în spațiul de gardă de 10% (care nu trebuie să conțină semnal video). În fig. 1.15 se arată un detaliu al semnalului pe durata cursei inverse de linii. Impulsul de sincronizare linii are durata de 4,7 μs și este așezat nesimetric peste impulsul de stingere H, el începînd cu 1,5 μs după acest impuls. După impulsul de sincronizare linii urmează un palier al impulsului de stingere cu durata de 5,8 μs, care este folosit în televiziunea în culori pentru transmiterea impulsurilor de sincronizare a culorii.

Semnalul de sincronizare pe semicadre se plasează tot suprapus pe impulsurile de stingere pe verticală. El are durata (2,5 $T_H = 160$ μs) mult mai mare ca aceea a impulsurilor de sincronizare linii pentru a ușura sortarea lor în receptor (separare după durată).

Impulsul de sincronizare pe semicadre este amplasat la un interval 2,5 T_H de la începerea impulsului de stingere. În intervalul de timp de 2,5 T_H dinaintea și după impulsul de sincronizare pe semicadru se transmit grupe de cinci impulsuri numite de preegalizare și respectiv postegalizare (fig. 1.16). Aceste impulsuri au durata de 2,35 μs (jumătate din durata impulsului de sincronizare linii) și frecvența 2 f_H. Ele folosesc în receptor pentru menține-

rea unei sincronizări la intervale perfect egale (20 ms) pentru fiecare cîmp, indiferent dacă acesta s-a sfîrşit cu o linie intreagă sau jumătate de linie.

Pentru ca sincronizarea receptorului pe linii să nu fie deranjată pe durata cursei inverse de semicadre, după impulsurile de postegalizare se aplică impulsuri de sincronizare H normale (4,7 μs şi $T_H = 64$μs.) Din aceleaşi mo-

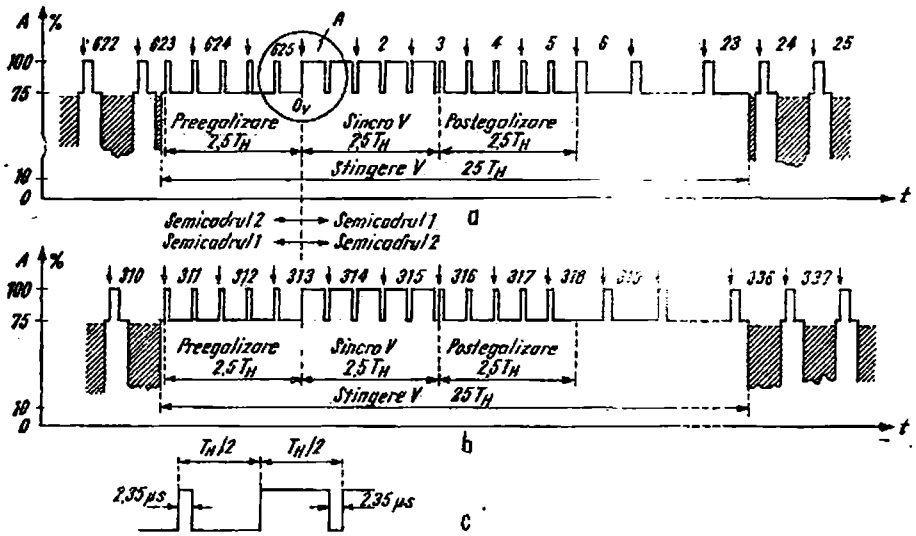


Fig. 1.16. Semnalul video complex pe cadre: *a* — semicadrul 1; *b* — semicadrul 2; *c* — detaliu *A*.

tive, impulsul de sincronizare pe semicadre se crestează cu 5 impulsuri de 2,35 μs şi perioade $T_H/2$ (fig. 1.16 c).

Întrucît impulsurile de preegalizare şi postegalizare au frecvenţa $2f_H$, acestea din două în două asigură sincronizarea pe linii în intervale, respective.

1.3.4. Spectrul semnalului de televiziune alb-negru

Semnalul videocomplex cu o lărgime de bandă de 6,5 MHz nu are o distribuţie continuă de energie în acest spaţiu. Aceasta datorită faptului că imaginea este „decupată" periodic atît cu frecvenţa liniilor cît şi cu frecvenţa semicadrelor. Energia semnalului se acumulează în pachete „centrate" pe multipli ai frecvenţei de explorare pe linii. Lîngă fiecare multiplu al frecvenţei de explorare pe linii se găsesc aşezate simetric componente cu frecvenţe care sînt armonice ale f_v. Ponderea cea mai mare a energiei semnalului este concentrată în jurul componentelor spectrale cu frecvenţe joase.

În cazul unor imagini fixe, spectrul este literalmente discret şi are forma din fig. 1.17 *a*.

Dacă se transmit imagini mişcătoare, are loc o pendulare a liniilor spectrale faţă de poziţia de repaus. Întrucît deplasarea diferitelor elemente în

fața camerei se face cu viteză mică (comparativ cu f_v) rezultă o pendulare de cca 10 Hz, lucru ce ne permite să considerăm și în acest caz spectrul ca având o distribuție discretă (fig. 1.17 b).

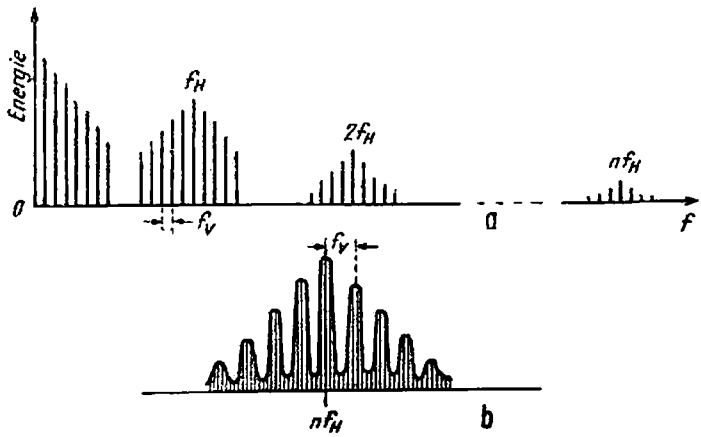


Fig. 1.17. Spectrul semnalului TV—AN: *a* — pentru imagini fixe; *b* — detaliu pentru imagini mobile

1.4. Noțiuni de colorimetrie

1.4.1. Perceperea culorilor de către ochiul uman

Ochiul traduce imaginea unui obiect în două informații care sînt transmise creierului de către nervul optic. Acestea sînt:

— informația referitoare la forma lui (geometria);

— informația referitoare la culoare.

Elementul traductor al ochiului este retina. Ea conține un strat de celule microscopice ce aparțin la două mari grupe denumite datorită formei lor: — bastonașe, care sînt celule sensibile la strălucirii relative și deci prin intermediul lor este percepută forma (numărul lor este de cca 100 milioane);

— conuri, care sînt sensibile la culoare. Numărul lor este de 5—10 milioane. Ele sînt repartizate în trei subgrupe sensibile la culorile: roșu, verde și albastru.

Acțiunea combinată a celor două grupe de celule permite ca omul să primească atît informația de strălucire cît și informația de culoare a elementelor mediului înconjurător. Datorită numărului mare de bastonașe ochiul este foarte sensibil la strălucire, deci la forma corpurilor. Numărul mic de conuri determină o acuitate scăzută a ochiului în perceperea culorilor detaliilor fine. Cu alte cuvinte, ochiul nu percepe culorile corpurilor sub o anumită dimensiune ci doar strălucirea (forma) lor. De asemenea ochiul, din punct de vedere al perceperii culorilor, este sensibil la iluminarea ambiantă. Cu cît iluminarea scade, cu atît scade și capacitatea de percepere, putînd dispărea de tot. Din această cauză vederea de noapte se bazează numai pe perceperea detaliilor de strălucire sau formă, neputîndu-se distinge culoarea corpurilor.

1.4.2. Radiații luminoase. Comportarea obiectelor care nu sînt surse de lumină în prezența luminii albe

Lumina emisă de o sursă incandescentă este o sumă de unde electromagnetice sinusoidale, fiecare caracterizîndu-se printr-o lungime de undă λ și aceeași viteză de propagare (300.000 km/s). Spectrul radiațiilor monocromatice vizibile cuprinde un domeniu: $\lambda = 380 \div 780$ nm. Spectrul apropiat de $\lambda = 780$ nm corespunde gamei de roșu iar spectrul din zona $\lambda = 380$ nm, gamei violet. În afara gamei vizibile există domeniile de ultraviolet și infraroșu care nu sînt vizibile. Radiația solară acoperă întreg spectrul vizibil precum și domeniile de ultraviolet și roșu. Soarele este sursa naturală de lumină albă. Distribuția de energie a diverselor componente ale luminii albe naturale este aproximativ constantă. În televiziunea în culori se definește întotdeauna o sursă etalon de alb A, B sau C care e caracterizată printr-o anumită distribuție spectrală. Prin alb de egală energie, sau alb W, se înțelege lumina radiată de o sursă cu o energie constantă în tot spectrul vizibil.

Obiectul alb este obiectul care, expus la lumină albă, difuzează în toate direcțiile radiațiile ce alcătuiesc lumina albă.

Obiectul negru este obiectul care absoarbe toate radiațiile ce alcătuiesc lumina albă.

Obiectul gri este obiectul care absoarbe parțial, dar în egală măsură, toate radiațiile componente ale luminii albe.

Obiecte colorate opace sînt obiecte care absorb anumite radiații ale luminii albe iar pe celelalte le reflectă. Ansamblul de radiații reflectate dau culoarea lor.

Obiecte colorate transparente (filtre colorate) sînt obiecte care, iluminate din spate cu lumină albă, permit trecerea unor anumite radiații care dau culoarea lor. Restul radiațiilor este absorbit sau reflectat.

1.4.3. Parametrii subiectivi și obiectivi ai unei culori

Ochiul uman poate aprecia culoarea unui obiect sau scene prin intermediul a trei caracteristici: strălucire, nuanță și saturație. Această apreciere însă este subiectivă. Reproducerea unei culori nu se poate face pentru toată lumea cu aceeași exactitate. De aceea aceste caracteristici poartă denumirea de parametri subiectivi.

Prin măsurări de colorimetrie există posibilitatea de a determina parametrii obiectivi ai unei culori care sînt: luminanța pentru strălucire, lungimea de undă dominantă pentru nuanță și factorul de puritate pentru saturație.

Strălucirea indică intensitatea senzației luminoase pe care o sursă o creează asupra ochiului. Ea depinde foarte mult de mediul ambiant.

Luminanța unei surse este întotdeauna aceeași, se măsoară obiectiv. Un exemplu sugestiv în fixarea celor două noțiuni îl constituie următoarele: un bec aprins ziua creează o impresie de strălucire mult mai mică decît noaptea deși el are aceeași luminanță.

Nuanța exprimă senzația de culoare a unei surse sau obiect colorat. Obiectele gri, albe sau negre nu au nuanță.

Lungimea de undă dominantă caracterizează în mod obiectiv nuanța culorii. Fiecare componentă spectrală se caracterizează după cum am văzut

printr-o lungime de undă. Dacă un corp are o culoare care provine din amestecul mai multor culori, există întotdeauna o lungime de dominantă care dă nuanța sesizată de ochi.

Saturația exprimă intensitatea senzației de culoare și depinde de gradul de diluare cu alb al culorii pure cu o anumită lungime de undă.

Factorul de puritate (P) exprimă în mod obiectiv cantitatea de alb conținută de o culoare cu o anumită lungime de undă dominantă. Factorul P reprezintă raportul dintre luminanța culorii obiectului și luminanța culorii pure corespunzătoare lungimii de undă dominante. El are o valoare cuprinsă între 0 și 1. O culoare viu saturată are $P = 1$; o culoare pastel are $P < 1$; lumina albă are $P = 0$.

1.4.4. Amestecul de culori

a) Amestecul substractiv se obține, după cum îi arată denumirea, prin scădere. Dacă în fața unui proiector care radiază o culoare se intercalează un filtru colorat, atunci ochiul după filtru percepe culoarea lui. Filtrul lasă să treacă culoarea proprie și reține celelalte componente ale luminii proiectorului. Acest mod de amestec se folosește la pictură, tipărituri, fotografii în culori etc.

b) Amestecul aditiv se poate realiza de exemplu prin suprapunerea parțială pe un ecran a culorilor furnizate de trei proiectoare care posedă filtre de roșu, verde și albastru. Tehnica aditivă se folosește în televiziunea în culori.

Ca o concluzie putem nota că în cazul amestecului substractiv, ochiul e impresionat de o culoare reală, pe cînd la amestecul aditiv ochiul integrează culorile componente și astfel percepe o culoare fictivă care nu e transmisă.

1.4.5. Alegerea culorilor primare în TVC

Prin metoda amestecului aditiv este posibil ca prin combinarea a trei culori în diferite proporții să se obțină majoritatea culorilor existente în natură. Alegerea celor trei culori, numite culori primare, s-a făcut pe baza unor considerente de ordin fizic și practic:

— conurile ochiului uman sînt grupate în trei categorii sensibile la roșu, verde și albastru;

— cele trei culori trebuie să permită sinteza unui număr cît mai mare de culori naturale inclusiv albul;

— realizarea cu ușurință a celor trei filtre colorate ce echipează camera tricromă;

— obținerea de luminofori tricromi pentru tuburile cinescop, cu timp redus de persistență.

După îndelungate experiențe, pe baza celor de mai sus, s-au ales culorile roșu *(R)*, verde *(G)* și albastru *(B)* care au următoarele lungimi de undă:

$$\lambda_R = 610 \text{ nm}; \qquad \lambda_G = 537 \text{ nm}; \qquad \lambda_B = 472 \text{ nm}.$$

1.4.6. Colorimetrul

Este un aparat cu care se pot determina parametrii unei culori necunoscute folosind două sau trei culori cunoscute ai căror parametri se pot regla în cursul măsurărilor. El posedă un cîmp de observație împărțit în două (fig. 1.18). În partea stîngă se proiectează sursa necunoscută iar în partea dreaptă trei surse care conțin culorile primare. Acționînd diafragmele celor trei surse se poate regla intensitatea lor pînă cînd cele două cîmpuri sînt echivalente.

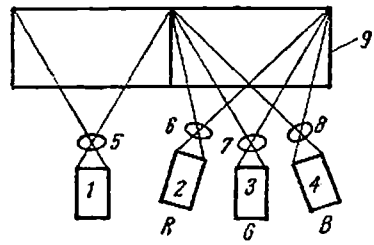


Fig. 1.18. Colorimetrul: 1 — sursă analizată: *2*, *3*, *4* — surse primare; *5*, *6*, *7*, *8* — diafragme reglabile; *9* — ecran

Pentru etalonarea lui se radiază în partea stîngă lumină albă de egală energie. În dreapta se vor regla diafragmele *6*, *7*, *8* pentru o coincidență perfectă a celor două cîmpuri. În acest caz cele trei diafragme se consideră ca avînd valoarea 1. Cu alte cuvinte cantitățile de lumină R, G, B care ajung pe ecranul din dreapta pentru constituirea albului se consideră unități de măsură. Diafragmele celor trei surse vor fi gradate în aceste unități.

Dacă notăm cu $\bar{R}$, $\bar{G}$, $\bar{B}$ unitățile de măsură, pentru o anumită culoare spectrală A radiată în stînga avem:

$$A = R \cdot \bar{R} + G \cdot \bar{G} + B \cdot \bar{B}$$

unde, R, G, B sînt valorile tricromatice citite pe diafragmele *6*, *7*, *8* pentru realizarea identității.

În cazul albului de egală energie W avem: $W = 1 \cdot \bar{R} + 1 \cdot \bar{G} + 1 \cdot \bar{B}$

În felul acesta se poate realiza ca orice culoare să fie bine determinată prin componentele R, G, B care conțin pe lîngă cromînanță și informația de luminanță. În general valorile absolute ale luminanței nu sînt cunoscute și nu prezintă interes în TVC. Pentru separarea luminanței de cromînanță, componentele R, G, B se împart la suma lor obținîndu-se coeficienții:

$$r = \frac{R}{R+G+B} \qquad g = \frac{G}{R+G+B} \qquad b = \frac{B}{R+G+B}$$

În cazul modificării luminanței cu un factor k, acesta afectează toate componentele R, G, B și coeficienții r, g, b sînt aceiași. Se observă că: $r + g + b = 1$.

1.4.7. Reprezentarea grafică a culorilor

a) **În spațiul a trei dimensiuni**

Din cele arătate în paragraful precedent, rezultă că o culoare cu componentele R, G, B se poate reprezenta printr-un vector A într-un sistem de trei axe perpendiculare care sînt gradate în unități $\bar{R}$, $\bar{G}$, $\bar{B}$.

Pentru o culoare oarecare A coordonatele sînt coeficienții tricromatici R, G, B (fig. 1.19 *a*). Vectorul are lungimea OA și corespunde luminanței,

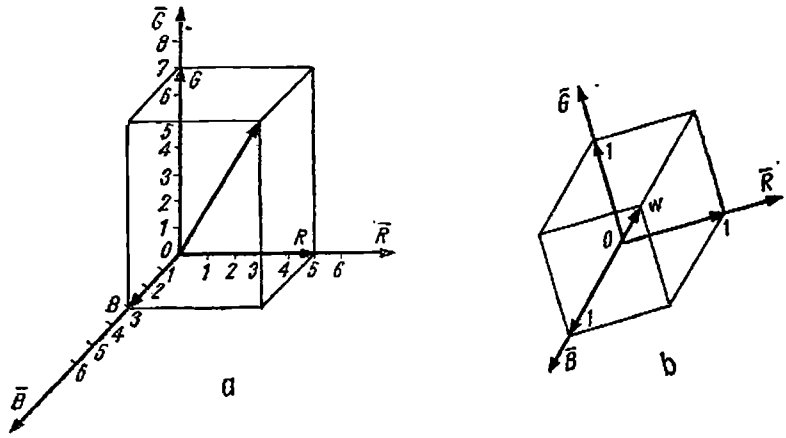


Fig. 1.19. Reprezentarea unei culori în spațiu: *a* — vectorul caracteristic; *b* — albul W

b) **Într-un plan**

Întrucît suma coeficienților cromatici, r, g, b este egală cu 1, este posibil ca o culoare să fie reprezentată într-un plan; de ex. planul $r - g$. O astfel de reprezentare are dezavantajul că nu toate punctele reprezentative pentru culorile existente în natură se află în primul cadran (r și g pozitive). În cursul măsurărilor se poate ajunge la o situație în care nu e posibilă realizarea identității cromatice dintre cele două zone observate prin adunarea directă a celor trei culori primare. Dacă una dintre culorile primare se suprapune în cîmpul din stînga peste culoarea care se analizează, noul amestec poate fi echivalat prin cele trei culori primare. Ca urmare a acestui fapt este posibil ca unul dintre coeficienții r, g, b, să aibă semn negativ, lucru ce îngreunează mult. Prin transformări matematice, coordonatele sistemului R, G, B se transformă în sistemul X, Y, Z în care coeficienții:

$$x = \frac{X}{X+Y+Z}; \quad y = \frac{Y}{X+Y+Z}; \quad z = \frac{Z}{X+Y+Z}$$

au întotdeauna valori pozitive. Prin această transformare componentele primare R, G, B se transformă în trei culori fictive X, Y, Z.

Întrucît suma coeficienților este $x + y + z = 1$, putem folosi un plan (x, y) pentru reprezentarea tuturor culorilor. Studiind această reprezentare (fig. 1.20) se pot trage o serie de concluzii prezentate mai departe.

• Albul de egală energie W se află în centru, el avînd coordonatele:

$$x = y = z = \frac{1}{3}$$

• Toate culorile spectrale pure sînt pe o curbă care este gradată în lungimile de undă corespunzătoare. Curba se închide printr-o linie numită linia purpurei pe care se găsesc culori nespectrale saturate rezultate din amestecul aditiv a două radiații: violet și roșu.

• Culorile care au coordonatele pe curba închisă sînt culori saturate şi au o puritate de 100%. Dacă considerăm o culoare saturată aflată pe curbă în punctul D, atunci pe dreapta care uneşte acest punct cu albul W se vor găsi

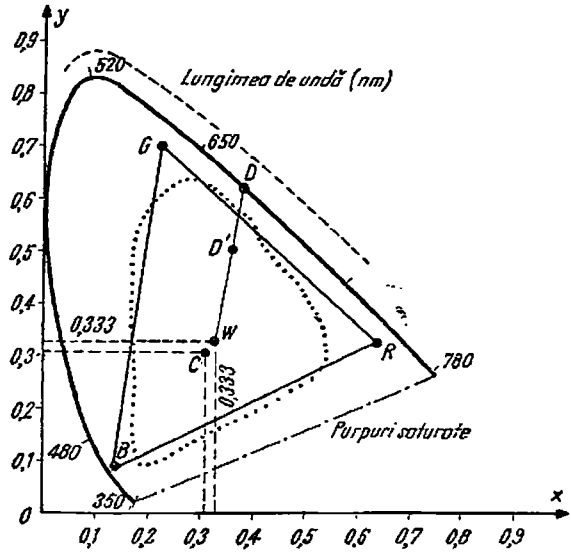


Fig. 1.20. Triunghiul culorilor în sistemul x y z

toate culorile avînd aceeaşi lungime de undă dominantă (nuanţă) dar care vor fi cu atît mai desaturate cu cît se află mai aproape de punctul albului. Altfel fiind zis culoarea din punctul D' va avea nuanţa acelei din punctul D şi factorul de puritate:

$$P = \frac{WD'}{WD} \cdot 100$$

• Triunghiul RGB cuprinde toate culorile ce se pot obţine din combinaţia culorilor primare. De asemenea cuprinde toate culorile pe care le poate reda teoretic cinescopul tricrom.

• Conturul neregulat care coincide în mare parte cu triunghiul RGB cuprinde toate culorile folosite în pictură, imprimerie, culorile corpurilor naturale. După cum se vede triunghiul acoperă în cea mai mare parte culorile din practică. Ca o observaţie referitoare la alb, putem reţine că albul utilizat în TVC nu este un alb W de egală energie, ci un alb uşor modificat cu coordonatele $x = 0{,}310$; $y = 0{,}316$. El corespunde cu lumina zilei, avînd o uşoară nuanţă albăstrie (alb C).

c) **Prin cercul culorilor** (fig. 1.21)

Cercul este gradat în lungimi de undă astfel că fiecare culoare pură se va găsi într-un punct al lui. În centrul cercului se găseşte albul W. Dacă se uneşte punctul D caracteristic al unei culori pure cu W, atunci pe această dreaptă se vor găsi culori care au aceeaşi lungime de undă dominantă (nuanţă) dar saturaţie diferită. Cu cît punctul D' este mai aproape de W cu

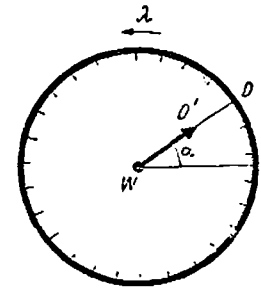


Fig. 1.21. Cercul culorilor

atît puritatea e mai mică (desaturație mai mare). În această reprezentare lungimea segmentului WD' reprezintă saturația determinată prin același factor de puritate P ca mai sus, iar unghiul α reprezintă nuanța, și e determinat de lungimea de undă marcată pe cerc.

1.4.8. Culori complementare

Prin culoarea complementară a unei culori primare se înțelege acea culoare care adăugată la culoarea primară duce la obținerea albului. Culorile primare au următoarele culori complementare:

— Roșu → Turcoaz sau cian
— Verde → Mov, magenta sau violet
— Albastru → Galben

Rezultă că turcoazul este combinație de verde și albastru, movul—combinație de roșu și albastru iar galbenul—combinație de roșu și verde.

1.4.9. Caracteristica vizibilității relative

Din diverse experiențe s-a constatat că ochiul uman nu are aceeași sensibilitate pentru toate radiațiile din spectrul vizibil. El este mult mai sensibil la culorile din mijlocul spectrului (culori verzi și galbene) și mai puțin sensibil la culori de la marginea spectrului (culori roșii și albastre). Dacă presupunem că în fața ochiului sînt radiate succesiv toate culorile din spectrul vizibil cu aceeași energie, se poate ridica o curbă (fig. 1.22) care indică strălucirea percepută de el pentru diverse lungimi de undă.

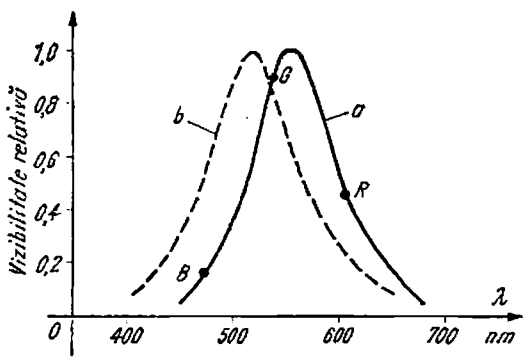


Fig. 1.22. Caracteristica vizibilității relative

Se vede că cea mai luminoasă culoare pentru ochi este verdele, urmează roșu și apoi albastru. Această curbă este în funcție de iluminarea mediului ambiant: pentru lumina zilei există curba a, iar pentru lumina serii curba b. Cunoașterea acestei curbe are o deosebită importanță la realizarea semnalului de luminanță în TVC unde ponderea componentelor R, G, B trebuie să fie conformă cu ea.

1.5. Semnale video utilizate în TVC

1.5.1. Semnalul de luminanță

O cameră tricromă este echipată cu trei tuburi videocaptoare în fața cărora se găsesc trei filtre colorate: roșu, verde și albastru(fig. 1.23). Cu ajutorul acestor filtre se extrag componentele (proporțiile) de roșu, verde și albastru în care se poate descompune scena analizată.

Tuburile videocaptoare R, G, B furnizează la ieșirea lor tensiunile video E_R, E_G, E_B care sînt proporționale cu componentele cromatice. Urmează corectoarele de γ care au ca scop să compenseze neliniaritățile transformări-

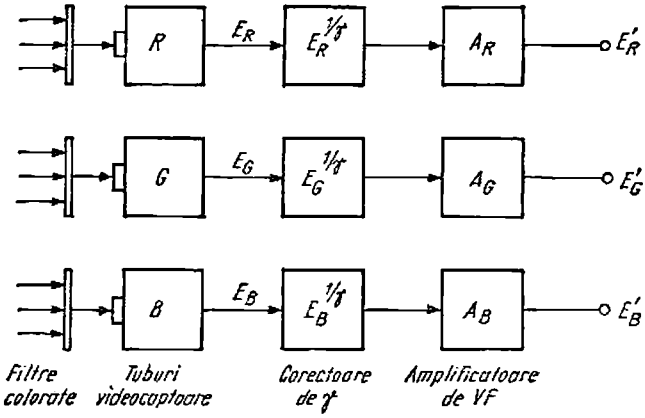


Fig. 1.23. Căile de semnal E'_R , E'_G , E'_B

lor strălucire — tensiune și tensiune — strălucire ale tuburilor videocaptoare, respectiv cinescopului tricrom. Semnalele (astfel corectate) sînt aplicate la trei amplificatoare video de cale, la ieșire obținîndu-se E'_R, E'_G, E'_B. Nivelele la ieșire sînt reglate astfel ca, pentru un cîmp alb de tip C aflat în fața camerei, ele să fie egale:

$$E'_R = E'_G = E'_B = 1$$

Pentru alb se consideră că aceste semnale au amplitudinea maximă 100%. În cazul unei scene negre se obține: $E'_R = E'_G = E'_B = 0$. Pentru o scenă gri vom avea: $E'_R = E'_G = E'_B < 1$

Acest lucru este echivalent cu o „calibrare" a camerei tricrome în urma căreia semnalele de cale pentru trepte cuprinse între alb și negru (scara de gri) sînt întotdeauna egale între ele.

La recepție se va proceda invers, urmărind ca prin modificarea semnalelor video aplicate celor trei tunuri ale cinescopului color să se obțină pe ecran albul C (considerînd că el este transmis de la emițător sau un generator).

În televiziunea alb-negru semnalul transmis este un semnal care redă strălucirea (luminanța). Rezultă că în televiziunea în culori, pentru a asigura funcționarea televizoarelor alb-negru (compatibilitatea) trebuie transmis, separat de informația de crominanță, un semnal identic. Acest semnal este compus din anumite proporții ale semnalelor primare de cale conform caracteristicii vizibilității relative a ochiului la strălucirea diferitelor culori:

$$E'_Y = 0{,}30\, E'_R + 0{,}59\, E'_G + 0{,}11\, E'_B \qquad (1.31)$$

În televiziune alb-negru prin definiție un „alb" produce un semnal video cu amplitudinea 100%. Acest lucru este valabil și în TVC. Pentru o scenă albă avem $E'_R = E'_G = E'_B = 1$ deci $E'_Y = 1$ (100%), și compatibilitatea este asigurată. Cu alte cuvinte semnalul video de strălucire obținut plecînd de la cele trei informații de culoare va fi identic cu semnalul video obținut la ieșirea unui dispozitiv de captare alb-negru care se găsește în fața aceleiași

scene. Semnalul E'_Y se obține de la cele trei ieșiri de cale E'_R, E'_G, E'_B folosind divizoare cu coeficienții de mai sus (fig. 1.24)

Rezistențele R_3, R_6, R_9 sînt egale și au rol de a reduce interacțiunea dintre căi.

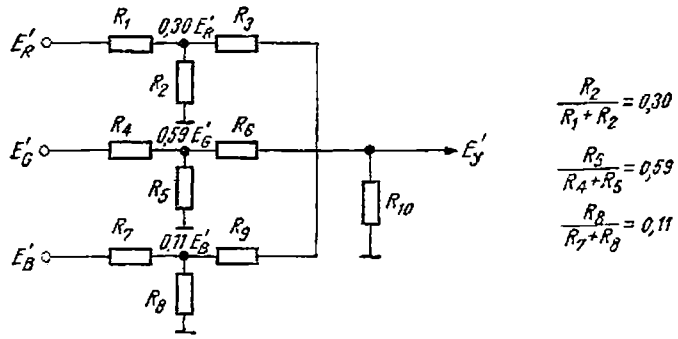


Fig. 1.24. Matricierea semnalului de luminanță E'_Y

Mira de control utilizată în TVC pentru aprecierea calității lanțului emisie-recepție este o mină de bare verticale colorate compusă din: culorile primare (roșu, verde și albastru), culorile complementare culorilor primare (turcoaz, mov respectiv galben) plus o bară albă și una neagră. Pentru determinarea semnalului de luminanță corespunzător acestei imagini se consideră o saturație a culorilor primare de 100%. Folosind relația (1.31) putem calcula semnalul de luminanță corespunzător astfel:

— pentru alb avem $E'_R = E'_G = E'_B = 1$; rezultă $E'_Y = 1$;

— pentru galben avem $E'_R = 1$, $E'_G = 0$, $E'_B = 1$; rezultă $E'_Y = 0{,}30 + 0{,}59 = 0{,}89$ etc.

Rezultatele calculelor sînt cuprinse în tabelul 1.1 în care s-au aranjat culorile în ordinea valorilor descrescătoare ale lui E'_Y.

Tabelul 1.1.

Nr.	CULOAREA	E'_R	E'_G	E'_B	$E'_Y = 0{,}30\ E'_R + 0{,}59\ E'_G + 0{,}11\ E'_B$
1	Alb	1	1	1	1
2	Galben	1	1	0	0,89
3	Turcoaz	0	1	1	0,70
4	Verde	0	1	0	0,59
5	Mov	1	0	1	0,41
6	Roșu	1	0	0	0,30
7	Albastru	0	0	1	0,11
8	Negru	0	0	0	0

Utilizînd datele din tabel putem reprezenta grafic semnalul de luminanță pentru mira de bare colorate (fig. 1.25)

Pe baza acestei reprezentări se pot trage următoarele concluzii:

— semnalul de luminanță pentru mira de bare colorate este un semnal în trepte de contrast prezentînd o simetrie față de nivelul corespunzător amplitudinii de 50%;

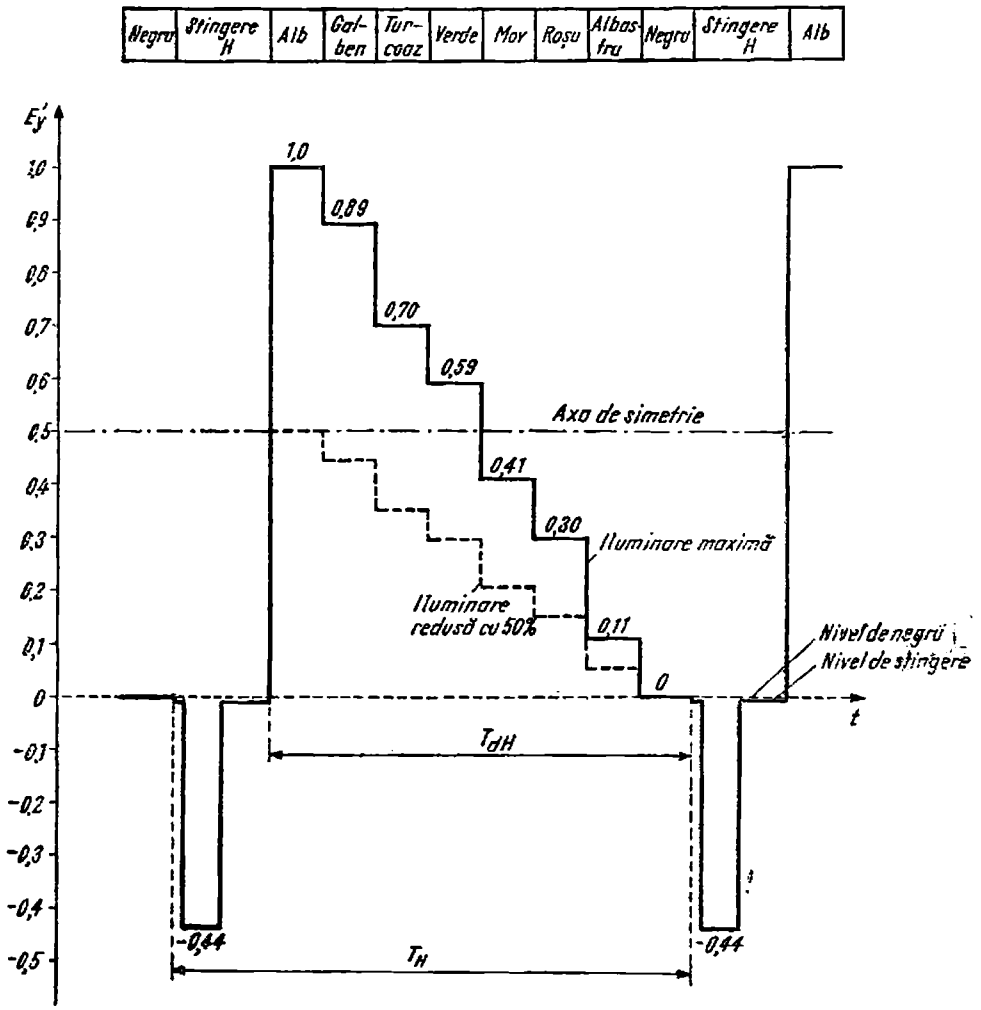


Fig. 1.25. Semnalul video complex de luminanță pentru mira de bare colorate saturate 100%

— impulsurile de sincronizare linii se adaugă ca și la semnalul de TV alb-negru, în sensul negrului;

— semnalul prezentat este un semnal corespunzător iluminării în studio a mirei cu lumină albă. Dacă iluminarea ambiantă se reduce cu 50% atunci și treptele se vor reduce cu 50%, semnalul păstrîndu-și simetria față de noua axă (25%). Impulsurile de sincronizare însă rămîn la același nivel.

Semnalul descris mai sus corespunde unor culori foarte saturate care nu se întîlnesc în natură. Culorile cu strălucire (luminanță) puternică au în

general un factor de puritate (saturație) redus, iar culorile foarte saturate din cauza coeficientului de absorbție mare au o strălucire redusă

Studiul experimental al situațiilor practice a dus la definirea unei mire mult mai adecvate pentru diverse cazuri limită întîlnite în natură. În descrierea acestei mire, albul de amplitudine maximă se consideră pornind de la cele trei semnale primare luate cu o amplitudine de 100%. Pentru culori însă, acestea se vor considera cu amplitudine redusă la 75%. În tabelul 1.2 se prezintă valorile semnalelor de luminanță pentru o mire de bare colorate saturate 75%.

Tabelul 1.2

Nr.	CULOAREA	E'_R	E'_G	E'_B	$E'_Y = 0{,}30\ E'_R + 0{,}59\ E'_G + 0{,}11\ E'_B$
1	Alb	1	1	1	1
2	Galben	0,75	0,75	0	0,67
3	Turcoaz	0	0,75	0,75	0,53
4	Verde	0	0,75	0	0,44
5	Mov	0,75	0	0,75	0,30
6	Roșu	0,75	0	0	0,23
7	Albastru	0	0	0,75	0,08
8	Negru	0	0	0	0

Observație. Semnalul de luminanță fiind identic cu acela folosit în TV alb-negru înseamnă că el va avea aceeași bandă (cca 6 MHz).

1.5.2. Semnalele de crominanță

Informația de crominanță ar putea fi transmisă folosind direct semnalele de cale E'_R, E'_G, E'_B. Aceste semnale conțin pe lîngă informația de crominanță (saturație și nuanță) și luminanța. După cum am văzut, din motive de asigurare a funcționării televizoarelor alb-negru în cazul unei emisiuni color, în mod obligatoriu trebuie transmis semnalul de luminanță E'_Y. Întrucît acesta conține cele trei semnale primare, ar fi necesar transmiterea separat de E'_Y a numai două semnale care ar putea fi E'_R și E'_B. Alegerea lor poate fi justificată prin faptul că practic ele au o amplitudine mai redusă și se evită astfel distorsionarea lor de către lanțul de transmisie. Transmițîndu-se E'_Y, E'_R și E'_B, în receptor se poate reconstitui E'_G. O astfel de transmisie, însă, nu se folosește în practică din următoarele motive:

— semnalele E'_R și E'_B conținînd în ele și luminanța, va trebui să se asigure în receptor mai multe canale de bandă largă corespunzătoare semnalului de luminanță (lucru ce creează mari dificultăți);

— în cazul recepției unui astfel de semnal cu ajutorul unor receptoare alb/negru, amplitudinile semnalelor E'_R și E'_B vor perturba semnalul de

luminanță și compatibilitatea e compromisă. Din aceste motive, în toate sistemele de TVC se folosesc semnale de crominanță din care este extrasă informația de strălucire. Aceste semnale se numesc semnale diferență de culoare care pot fi calculate astfel:

$$\begin{aligned} E'_R - E'_Y &= 0{,}70E'_R - 0{,}59E'_G - 0{,}11E'_B \\ E'_G - E'_Y &= -0{,}30E'_R + 0{,}41E'_G - 0{,}11E'_B \\ E'_B - E'_Y &= -0{,}30E'_R - 0{,}59E'_G + 0{,}89E'_B \end{aligned} \qquad (1.32)$$

Întrucît trebuie transmis în mod obligatoriu semnalul E'_Y, rezultă că e necesară transmiterea numai a două din semnalele diferență de culoare urmînd ca al treilea să fie refăcut la recepție prin operații de matriciere. Semnalele alese pentru a fi transmise sînt $E'_R - E'_Y$ și $E'_B - E'_Y$. Motivele care au stat la baza desemnării lor sînt:

— semnalul $E'_G - E'_Y$ are Ø amplitudinea vîrf la vîrf cea mai mică dintre cele trei semnale și ca atare este cel mai expus la perturbații;

— la transmiterea semnalelor $E'_R - E'_Y$ și $E'_B - E'_Y$ ochiul este mai puțin sensibil la distorsiunile de nuanță decît în cazul transmisiei celorlalte două combinații.

Dintre avantajele transmisiei semnalelor diferență de culoare, putem cita:

— pentru scara de gri (imagine alb-negru) semnalele diferență de culoare se anulează de la emisie. Se știe că pentru astfel de imagini avem $E'_R = E'_G = E'_B$. Se obține:

$$\begin{aligned} E'_R - E'_Y &= E'_R - (0{,}30 + 0{,}59 + 0{,}11)E'_R = 0 \\ E'_B - E'_Y &= E'_B - (0{,}30 + 0{,}59 + 0{,}11)E'_B = 0 \end{aligned}$$

— dacă în receptor se aplică semnalul video de luminanță (E'_Y) pe cei trei catozi ai cinescopului tricrom, iar semnalele diferență ($E'_R - E'_Y$, $E'_B - E'_Y$ și $E'_G - E'_Y$ refăcut) pe cele trei grile de comandă, tubul cinescop efectuează automat extragerea semnalelor primare (E'_R, E'_G, E'_B) care vor modula curenții de fascicul ai celor trei tunuri. Diferența de tensiune între grilă și catodul fiecărui tun (E'_Y se aplică cu o fază de 180°) este:

$$\begin{aligned} (E'_R - E'_Y) + E'_Y &= E'_R \\ (E'_B - E'_Y) + E'_Y &= E'_B \\ (E'_G - E'_Y) + E'_Y &= E'_G \end{aligned}$$

Semnalul $E'_G - E'_Y$ se obține în receptor din semnalele diferență transmise, prin matriciere:

$$E'_G - E'_Y = -0{,}51(E'_R - E'_Y) - 0{,}19(E'_B - E'_Y) \qquad (1.33)$$

Din punct de vedere fizic expresia (1.33) se poate formula astfel: semnalul diferență de culoare este egal cu suma dintre 51% din amplitudinea lui $E'_R - E'_Y$ defazat cu 180° și 19% din amplitudinea lui $E'_B - E'_Y$ defazat cu 180°.

Dacă folosim relațiile (1.32) putem calcula valorile numerice ale semnalelor diferență de culoare pentru mira de bare colorate. În tabelul 1.3 sînt prezentate valorile pentru mira de bare saturate 100% iar în tabelul 1.4 pentru aceleași bare dar saturate 75%.

Pe baza datelor din cele două tabele putem determina forma semnalelor diferență de culoare caracteristice mirei de bare colorate. Întrucît există numai

Tabelul 1.3

Nr.	CULOAREA	E'_Y	$E'_R - E'_Y$	$E'_B \quad E'_Y$	$E'_G - E'_Y$
1	Alb	1	0	0	0
2	Galben	0,89	0,11	—0,89	0,11
3	Turcoaz	0,70	—0,70	0,30	0,30
4	Verde	0,59	—0,59	—0,59	0,41
5	Mov	0,41	0,59	0,59	—0,41
6	Roşu	0,30	0,70	—0,30	—0,30
7	Albastru	0,11	—0,11	0,89	—0,11
8	Negru	0	0	0	0

Tabelul 1.4

Nr.	CULOAREA	E'_Y	$E'_R - E'_Y$	$E'_B - E'_Y$	$E'_G - E'_Y$
1	Alb	1	0	0	0
2	Galben	0,67	0,08	—0,67	0,08
3	Turcoaz	0,53	—0,53	0,23	0,23
4	Verde	0,44	—0,44	—0,44	0,31
5	Mov	0,30	0,44	0,44	—0,31
6	Roşu	0,23	0,53	—0,23	—0,23
7	Albastru	0,08	—0,08	0,67	—0,08
8	Negru	0	0	0	0

diferenţe de nivel, legea de variaţie fiind aceeaşi, vom prezenta numai semnalele pentru bare saturate 100% (fig. 1.26).

La o analiză atentă a formei şi nivelelor semnalelor primare şi diferenţă de culoare putem trage următoarele concluzii:

— dintre semnalele diferenţă culoare, semnalul $E'_B - E'_Y$ are amplitudinea cea mai mare iar $E'_G - E'_Y$ cea mai mică;

— semnalele diferenţă de culoare au o simetrie faţă de axa de zero ca o consecinţă a caracterului complementar al culorilor alese precum şi al ordinii de aranjare;

— nivelele caracteristice semnalelor primare și diferență de culoare sînt valabile cînd mira este iluminată cu lumină albă. Dacă iluminarea ar scade, scade proporțional și amplitudinea lor.

De exemplu pentru mov la iluminare maximă nivelele semnalelor diferență de culoare sînt:

$$E'_R - E'_Y = 0{,}59;\ E'_B - E'_Y = 0{,}59;\ E'_G - E'_Y = -0{,}41$$

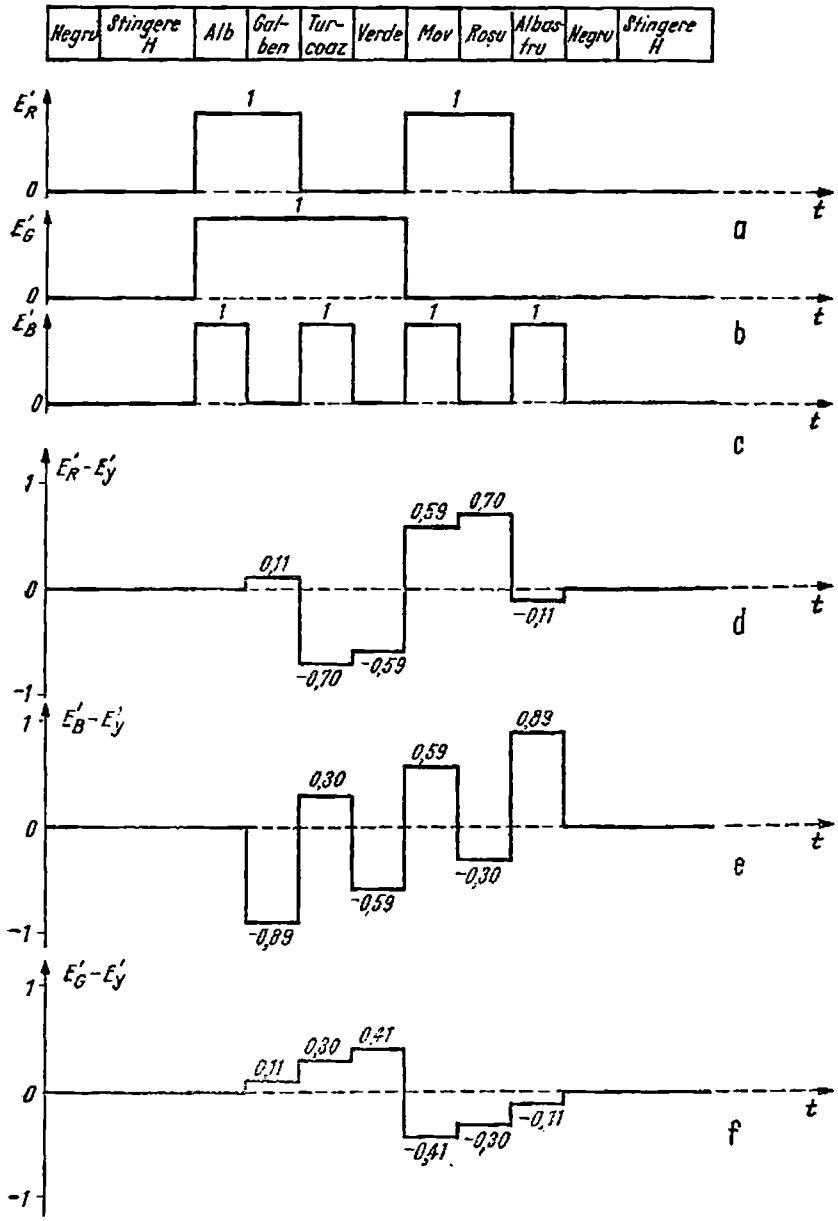


Fig. 1.26. Semnalele primare și diferență de culoare pentru mira de bare colorate saturate 100%: $a - E'_R$; $b - E'_G$; $c - E'_B$; $d - (E'_R - E'_Y)$; $e - (E'_B - E'_Y)$; $f - (E'_G - E'_Y)$

În cazul unei iluminări mai reduse aceste semnale variază în funcție de strălucire în limitele:

$$0 < E'_R - E'_Y < 0{,}59; \quad 0 < E'_B - E'_Y < 0{,}59; \quad -0{,}41 < E'_G - E'_Y < 0$$

1.5.3. Banda de frecvență a semnalelor utilizate în TVC

Din motive de asigurare a funcționării televizoarelor alb-negru în cazul unei transmisii color, am văzut că este necesar ca semnalul de luminanță E'_Y să fie identic cu acela folosit în TV alb-negru. Rezultă că el trebuie să fie de bandă largă (cca 6 MHz). Acest lucru se mai poate explica prin faptul că ochiul uman datorită numărului mare de bastonașe este foarte sensibil la detalii fine de strălucire sau formă (1.4.1).

Dat fiind faptul că numărul de conuri cu care ochiul uman percepe senzația de culoare este mult mai redus, rezultă că el este puțin sensibl la detalii de culoare cu dimensiuni sub o anumită limită. Rezultă că pentru transmisia informației de crominanță semnalele aferente vor avea o bandă redusă, ceea ce ușurează mult problemele tehnice legate de fabricarea receptoarelor. Banda acestor semnale diferă puțin de la sistem la sistem. Astfel în sistemul PAL este de 1,3 MHz iar în SECAM de 1,5 MHz. Există culori pentru care ochiul are posibilitate maximă de percepere a detaliilor mai fine. Aceste culori se găsesc în diagrama triunghiului culorilor pe o axă-numită axa I — care pleacă din zona culorilor albastru-verde, trece prin alb (W) și ajunge în zona galben-portocaliu (fig. 1.27).

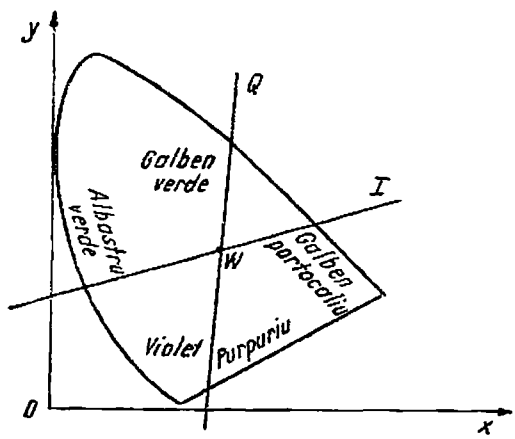


Fig. 1.27. Posibilitățile de percepere ale ochiului pentru culori: Axa I — putere de rezoluție mare; Axa Q — putere de rezoluție mică

Prin observații practice s-a constatat că există o altă axă pentru care ochiul are putere de rezoluție de cca trei ori mai mică. Această axă se numește axa Q și este orientată de la violet-purpuriu spre galben-verde trecînd prin albul W.

Acest lucru este utilizat în sistemul NTSC. Semnalele de crominanță utilizate sînt semnale care corespund celor două axe I și Q.

Dată fiind comportarea ochiului uman pentru aceste semnale, semnalul I se transmite cu o frecvență maximă superioară de 1,3 MHz iar semnalul Q cu o frecvență de maxim 0,5 MHz.

1.6. Compatibilitatea sistemelor de TVC

Noțiunea de compatibilitate este legată de existența simultană în exploatare a două tipuri de receptoare TV: alb-negru și color. Prin compatibilitate directă sau pe scurt compatibilitate se înțelege posibilitatea de a recep-

ţiona cu un receptor de TV alb-negru programele de TVC în alb-negru. Prin compatibilitate inversă sau recompatibilitate, în mod reciproc trebuie să înţelegem posibilitatea de a capta în alb-negru cu un televizor în culori, programele transmise în alb-negru. Toate normele TVC trebuie să îndeplinească condiţia de compatibilitate şi din motive economice legate de transmiterea programelor de televiziune în culori. Astfel normele de bază ale unui sistem TVC sînt aceleaşi ca la TV alb-negru (OIRT, CCIR etc.). Se folosesc aceleaşi canale, emiţătoare, radiorelee etc. Impulsurile de sincronizare pe linii şi cadre sînt identice. Duratele impulsurilor de stingere pe H si V sînt de asemenea identice la cele două tipuri de televiziune.

Pentru îndeplinirea condiţiei de compatibilitate trebuie ca la transmisia emisiunilor de televiziune în culori, informaţia de luminanţă să fie separată de informaţia de crominanţă. Aceasta se face prin constituirea semnalului E'_Y care este identic cu semnalul utilizat în televiziunea alb-negru. Pe de altă parte informaţia de culoare trebuie să deranjeze într-o măsură cît se poate de mică calitatea imaginii pe un televizor alb-negru. De aceea, în sistemele PAL şi NTSC se practică suprimarea subpurtătoarelor semnalelor de crominanţă iar în SECAM o reducere considerabilă a lor.

1.7. Sistemul NTSC

Este primul sistem compatibil apărut în exploatare în 1953 în SUA El îndeplineşte toate condiţiile normei americane FCC referitoare la:

— lărgimea canalului de 6 MHz, cu diferenţa dintre purtătoarea de sunet şi imagine de 4,5 MHz;
— modulaţie negativă în amplitudine a purtătoarei de imagine;
— modulaţie în frecvenţă a purtătoarei de sunet;
— frecvenţa semicadrelor sau cîmpurilor de 60 Hz;
— frecvenţa liniilor 15.750 Hz şi 525 linii.

1.7.1. Semnale video utilizate

Culorile primare sînt R, G, B. Cu ajutorul semnalelor de cale (E'_R, E'_G, E'_B) corectate într-un corector gamma ($\gamma \simeq 2{,}2$) se formează semnalul de luminanţă şi semnalele video de crominanţă.

a) semnalul de luminanţă din motive de compatibilitate trebuie să îndeplinească relaţia (1.31):

$$E'_Y = 0{,}30\ E'_R + 0{,}59\,E'_G + 0{,}11\ E'_B$$

b) Semnalele de crominanţă se obţin din semnalele diferenţă de culoare $E'_R - E'_Y$ şi $E'_B - E'_Y$ pe baza celor arătate în paragraful 1.5.3.

După cum am văzut, ochiul are o putere maximă de rezoluţie pentru culori care se găsesc pe axa I şi o putere redusă de rezoluţie pentru culorile de pe axa Q. Semnale video de crominanţă utilizate sînt două semnale notate E'_I şi E'_Q care corespund celor două axe. Aceste semnale se pot calcula cunoscînd componentele $E'_R - E'_Y$ şi $E'_B - E'_Y$ (tabelele 1.3 şi 1.4), pentru mira de bare colorate cu relaţiile:

$$\begin{aligned} E'_I &= 0{,}74\ (E'_R - E'_Y) - 0{,}27\ (E'_B - E'_Y) \\ E'_Q &= 0{,}48(E'_R - E'_Y) + 0{,}41(E'_G - E'_Y) \end{aligned} \qquad (1.33)$$

Necesitatea folosirii acestor semnale a apărut din motivul că lărgimea de bandă a unui canal TV din norma FCC fiind mică (comparativ cu normele CCIR și OIRT) se permite o utilizare rațională a ei. (E'_G are o bandă de cca trei ori mai mică ca E'_I).

1.7.2. Modulația semnalelor de crominanță

Întrucît banda unui canal de televiziune este impusă de normă (FCC) și deci nu poate fi depășită sub nici o formă, pentru transmisia informației de crominanță se folosește modulația în amplitudine a unei subpurtătoare f_s, care împreună cu benzile laterale se găsește în partea superioară a spectrului semnalului video de luminanță, unde ocupă zonele cu densitate minimă de energie.

Din motive de reducere la minim a perturbațiilor produse de semnalele de crominanță modulate pe ecranele televizoarelor alb-negru (compatibilitate), modulația folosită este o modulație de amplitudine cu purtătoare suprimată (MA — PS). După cum am văzut în paragraful (1.2.1) un semnal MA se poate scrie:

$$U = U_0(1 + m \sin \Omega t) \cos \omega_0 t = U_0 \cos \omega_0 t + U_0 \cdot m \cdot \sin \Omega t \cdot \cos \omega_0 t$$

unde ω_0 este pulsația subpurtătoarei iar Ω este pulsația semnalului modulator. Prin suprimarea subpurtătoarei dispare termenul $U_0 \cos \omega_0 t$, rămînînd doar celălalt termen:

$$U_0 \cdot m \cdot \sin \Omega t \cdot \cos \omega_0 t \tag{1.34}$$

care este expresia matematică a unui semnal MA — PS. Amplitudinea $U_0 \cdot m \sin \Omega t$ a subpurtătoarei (ω_0) depinde direct de semnalul modulator (Ω). În sistemul NTSC semnalul video E'_G modulează (MA—PS) o subpurtătoare f_0 cu fază zero ($\sin \omega_0 t$) iar semnalul E'_I modulează aceeași subpurtătoare dar defazată la $+ 90°$.

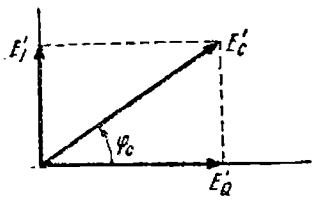


Fig. 1.28. Modulația în cuadratură

$$F_Q = E'_Q \sin \omega_0 t$$
$$F'_I = E'_I \cos \omega_0 t$$

O astfel de modulație poartă numele de modulație în cuadratură și poate fi reprezentată ca în fig. 1.28. Denumirea de cuadratură vine de la faptul că atunci cînd un semnal trece prin zero, celălalt e maxim. Amplitudinea subpurtătoarei cu fază zero variază proporțional cu semnalul video E'_Q iar a celui cu faza de 80° proporțional cu E'_I.

Amplitudinea și faza semnalului rezultant sînt:

$$|E'_c| = \sqrt{E'^2_I + E'^2_Q}$$
$$\varphi_0 = \operatorname{arctg} \frac{E'_I}{E'_Q} \tag{1.35}$$

Se poate demonstra că semnalul E'_Q este defazat față de semnalul $E'_B - E'_Y$ cu 33°. Dacă luăm ca origine de fază, faza acestui semnal, avem pentru semnalul rezultant (compus):

$$\varphi_c = \varphi_0 + 33° = 33° + \operatorname{arctg} \frac{E'_I}{E'_Q} \tag{1.36}$$

Cu alte cuvinte cunoscînd pentru fiecare culoare semnalele diferență de culoare $E'_R - E'_Y$ și $E'_B - E'_Y$, cu ajutorul relațiilor (1.33) putem calcula semnalele E'_I și E'_Q corespunzătoare. Utilizînd în continuare relațiile (1.35) și (1.36) putem determina amplitudinea și faza semnalului complex color. Fiecare culoare poate fi caracterizată într-un plan cu axele $E'_B - E'_Y$ și $E'_R - E'_Y$ printr-un vector de lungime E'_0 care reprezintă saturația și o fază φ_c ce determină nuanța.

În fig. 1.29 este reprezentat cercul culorilor NTSC pentru cazul mirei de bare colorate saturate 100%. Cercul culorilor se poate interpreta fizic astfel: culoarea galben este transmisă printr-o subpurtătoare de frecvență f_0 a cărei amplitudine variază între limitele $\pm 0{,}45$ și faza $+170°$, culoarea turcoaz reprezintă o subpurtătoare f_0 cu amplitudinea variabilă în limitele $\pm 0{,}63$ și faza 284° etc.

Pe baza figurii 1.25 putem trage concluzia: o culoare primară și complementara ei se reprezintă prin oscilații de frecvență f_0 cu amplitudini egale și defazate între ele cu 180°.

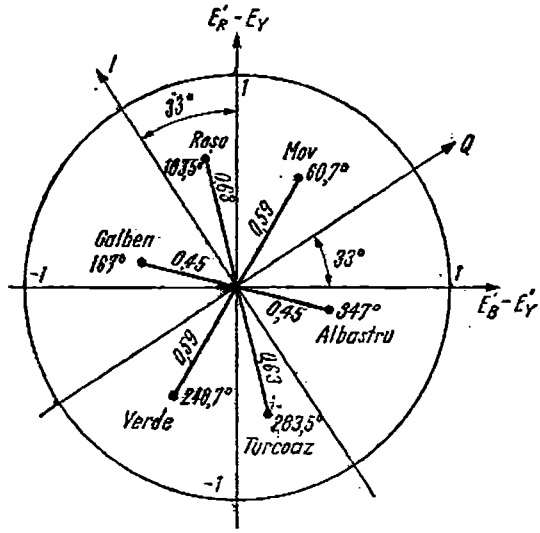


Fig. 1.29. Cercul culorilor NTSC

1.7.3. Alegerea frecvenței subpurtătoare de crominanță

Dintre criteriile principale care au stat la baza alegerii frecvenței subpurtătoare putem enumera:

— trebuie să fie suficient de înaltă pentru a fi mai puțin percepută de ochi, dar mai mică decît frecvența video limită a canalului;

— pentru a realiza o întrepătrundere a spectrului semnalelor modulate de crominanță cu spectrul semnalului de luminanță (armonici ale frecvenței liniilor) trebuie ca ea să fie un multiplu impar al jumătății frecvenței de linii (f_H) adică $f_0 = (2k + 1)\frac{f_H}{2}$. Dacă alegem $k = 227$, rezultă:

$$f_0 = \frac{455}{2} \cdot 15{,}750 \text{ kHz} = 3579{,}545 \text{ kHz} = 3{,}579545 \text{ MHz}.$$

1.7.4. Semnalul de sincronizare a culorii

Întrucît transmisia informației de crominanță se face cu suprimarea subpurtătoarei, demodularea în receptoarele de TV în culori este imposibilă dacă ea nu este refăcută. Acest lucru se efectuează utilizînd oscilatoare de mare stabilitate cu cristale de cuarț. Pentru sincronizarea lor, la emisie se mai transmite un semnal numit salve sau burst. Acesta reprezintă un tren

de aproximativ 10 oscilații complete cu frecvența subpurtătoarei și faza 180° situat pe umărul posterior al impulsului de stingere linii. (fig. 1.30).

Amplitudinea vîrf la vîrf a acestui semnal este egală cu aceea a impulsului de sincronizare. Alegerea fazei de 180° s-a făcut din considerentul de a se reduce vizibilitatea subpurtătoarei pe ecranul tubului cinescop alb-negru.

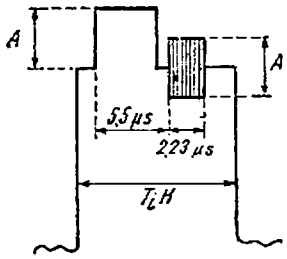


Fig. 1.30. Intervalul de stingere *H* și semnalul de sincronizare a culorii NTSC

1.7.5. Semnalul video complex color NTSC

Semnalul video complex color cuprinde: semnalul video complex de luminanță (cu impulsurile de sincronizare *H* și *V*), semnalul color și semnalul de sincronizare de culoare. Dacă ne referim la mina de bare saturate 100%, semnalele complexe de crominanță corespunzătoare diverselor culori descrise în paragraful 1.7.2. se suprapun peste fiecare treaptă de luminanță corespunzătoare. De ex. pentru culoarea mov, peste nivelul de 0,41 al semnalului de luminanță (fig. 1.25) se suprapune o oscilație de frecvența subpurtătoarei, cu o amplitudine de $\pm 0{,}59$ și fază 60,70° (fig. 1.29). În cazul culorii galbene care are un nivel de luminanță de 0,89, dacă suprapunem subpurtătoarea corespunzătoare cu amplitudine $\pm 0{,}45$ și faza 167°, observăm că pentru alternanțele pozitive nivelul devine: $0{,}89 + 0{,}45 = 1{,}33$. Se produce o supramodulație a emițătorului de imagine însoțită de o recepție a sunetului puternic perturbată de zonele galbene ale imaginii. Pentru culoarea albastru care are un nivel de luminanță de 0,11, suprapunînd subpurtătoarea aferentă acestei culori cu amplitudine 0,46 și fază 347°, se obține pentru alternanțele negative pragul: $0{,}11 - 0{,}45 = -0{,}34$. Aceasta denotă o suprasarcină a emițătorului. Sincronizarea receptoarelor este puternic perturbată. Apare deci necesitatea de a comprima semnalele E'_I și E'_Q în limitele care permit evitarea supramodulației și suprasarcina emițătorului. Acest lucru se face acționînd asupra amplitudinilor semnalelor diferență de culoare de bază $E'_B - E'_Y$ și $E'_B - E'_Y$ în proporțiile:

$$\frac{E'_R - E'_Y}{1{,}14} = 0{,}877(E'_R - E'_Y) \text{ și } \frac{E'_B - E'_Y}{2{,}03} = 0{,}493(E'_B - E'_Y) \qquad (1.37)$$

cu obligativitatea ponderării inverse în receptorul color.

Recalculînd semnalele de crominanță E'_I și E'_Q precum și semnalul complex color E'_c cu amplitudinile reduse conform relațiilor (1.37) se obține semnalul video color NTSC pentru bare saturate 100% dat în fig. 1.31.*a*. Dacă însă se ține seama că în practică gradul de saturație maxim este de 75%, în fig. 1.31.*b* avem același semnal dar pentru bare saturate 75%.

Benzile de frecvență reprezentate în fig. 1.32 ale componentelor semnalului video complex color sînt:

— semnalul de luminanță = 0 — 4,5 MHz;

— semnalul de crominanță $E'_I = 0$—1,3 MHz; el modulează subpurtătoarea $f_0 = 3{,}58$ MHz, rezultînd două benzi laterale care pentru a nu fi depășită frecvența video maximă sînt transmise inegal (banda inferioară e limitată la 1,3 MHz iar banda superioară la 0,6 MHz);

— semnalul de crominanță $E'_Q = 0 - 0{,}5$ MHz; modulează aceeași subpurtătoare în cuadratură rezultînd două benzi laterale egale.

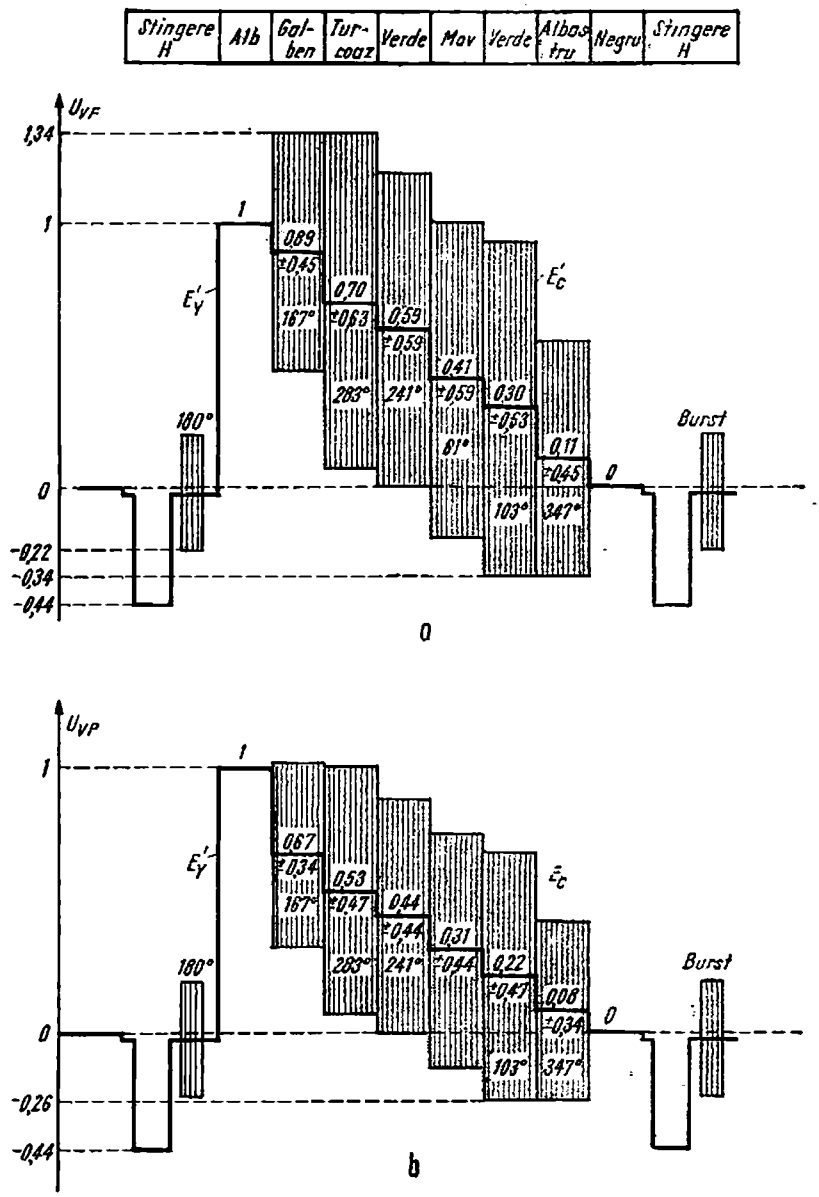


Fig. 1.31. Semnalul video complex color NTSC pentru mira de bare colorate: *a* — saturație 100%; *b* — saturație 75%

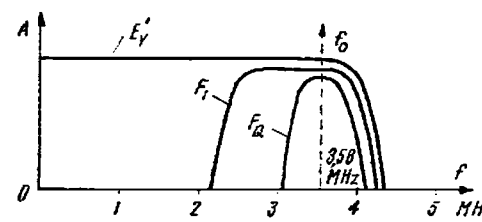


Fig. 1.32. Banda de frecvență a semnalului video complex color NTSC

1.7.6. Concluzii asupra sistemului NTSC

Fiind primul sistem apărut în exploatare cu mulți ani în urmă, a fost posibil să se constate o serie de critici pe care sistemele apărute ulterior le-au rezolvat în cea mai mare parte.

Deficiența principală a sistemului NTSC este marea sensibilitate la erorile de fază. Semnalele modulate F_I și F_Q pot fi afectate în mod diferit de erori de fază. Ca atare vectorul caracteristic fiecărei culori va fi și el afectat. Are loc o modificare a nuanței culorii redate. Eroarea maximă de fază tolerată de ochi este $\pm 5°$.

Erorile de fază pot apare:

— la emisie; datorită dispozitivelor de control, sînt reduse;

— datorită propagării; pot apare reflexii multiple, interferențe etc.

— din receptor.

Pentru evitarea cauzelor datorită propagării, în marile orașe s-a trecut la distribuția semnalului pe cablu coaxial prin instalații colective. Receptoarele color sînt prevăzute cu un reglaj al nuanței culorii, pe care nu întotdeauna telespectatorul știe să-l folosească corect. De aceea există tendința de echipare a televizoarelor cu reglaj automat al nuanței culorilor.

O altă deficiență a sistemului o constituie greutățile întîmpinate la înregistrarea imaginii pe videomagnetoscoape. Datorită fluctuației vitezei de derulare a benzii magnetice, apar erori de fază. Aceasta conduce la o mare complexitate tehnică pentru stabilizarea vitezei.

1.8. Sistemul PAL

Sistemul PAL a apărut în exploatare în Europa în 1966 ca urmare a eforturilor depuse de un colectiv de la firma TELEFUNKEN (RFG) condus de dr. Walter Bruch pentru înlăturarea deficienței principale a sistemului NTSC: marea sensibilitate la erorile de fază. Ideea de bază a sistemului este prinsă chiar în denumirea lui: faza (P) alternează (A) ca semn de la o linie (L) la alta. Prin schimbarea semnului de la o linie la alta a semnalului de crominanță corespunzător componentei $E'_R - E'_Y$, în receptor are loc o compensare automată a fazei. Funcționarea sistemului PAL se bazează pe două ipoteze care de regulă pot fi îndeplinite în practică:

— eroarea de fază nu se modifică prea mult de la o linie la alta;

— semnalul de crominanță nu se modifică esențial de la o linie la alta.

1.8.1. Semnale video utilizate

Culorile primare R, G, B sînt aceleași ca în toate sistemele. Semnalele video primare E'_R, E'_G, E'_B, după corecția de gamma, permit realizarea semnalului de luminanță și semnalelor de crominanță.

a) Semnalul de luminanță este identic ca la sistemul NTSC, el îndeplinind relația (1.31):

$$E'_Y = 0{,}30E'_R + 0{,}59E'_G + 0{,}11E'_B$$

b) Semnalele de crominanță provin din semnalele diferență de culoare $E'_R - E'_Y$ și $E'_B - E'_Y$. Dacă aceste semnale ar modula MA direct subpurtătoarea de crominanță, valoarea de vîrf a semnalului video complex corespunzător

galbenului va pătrunde peste nivelul albului de strălucire maximă afectînd recepția sunetului, iar valoarea de vîrf a semnalului video complex corespunzător albastrului va atinge nivelul impulsurilor de sincronizare perturbînd stabilitatea imaginii recepționate.

Pe baza celor de mai sus, în partea de codare a semnalelor, are loc o ponderare cu coeficienți identici ca la NTSC, astfel că semnalele video de crominanță transmise sînt:

$$E'_U = \frac{E'_B - E'_Y}{2{,}03} = 0{,}493(E'_B - E'_Y)$$
$$E'_V = \frac{E'_R - E'_Y}{1{,}14} = 0{,}877(E'_B - E'_Y) \qquad (1.38)$$

Menționăm că la recepție pentru o redare corectă a culorilor, este obligatorie refacerea amplitudinilor reale ale semnalelor diferență de culoare.

1.8.2. Modulația semnalelor de crominanță

Ca și în cazul sistemului NTSC, semnalele ponderate E'_U și E'_V modulează simultan o subpurtătoare cu frecvența f_0.

Pentru reducerea perturbațiilor produse de semnalele de crominanță modulate pe ecranele televizoarelor alb-negru se folosește o modulație de amplitudine cu purtătoarea suprimată (MA—PS).

Semnalul E'_U modulează subpurtătoarea (f_0) cu fază 0, obținîndu-se semnalul modulat MA-PS:

$$U_U = E'_U \sin \omega_0 t$$

Semnalul E'_V va modula aceeași subpurtătoare, dar faza ei va fi alternată de la linie la linie cu $\pm 90°$:

$$\pm U_V = \pm E'_V \cos \omega_0 t$$

Reamintim că o astfel de modulație a unei subpurtătoare cu două semnale video diferite poartă denumirea de modulație în cuadratură (cînd U_U trece prin zero, U_V e maxim și invers). Reprezentarea acestor semnale se poate face într-un plan ca în fig. 1.33.

Presupunem că pe linia de rang n se transmite semnalul U_U și semnalul U_V cu faza de $+90°$. Rezultă că semnalul complex de crominanță este:

$$E'_c = U_U + U_V = E'_U \sin \omega_0 t + E'_V \cos \omega_0 t$$

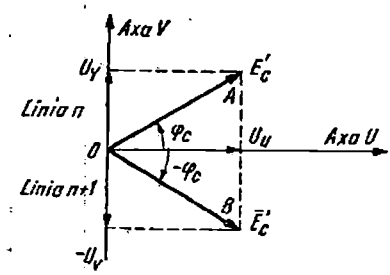


Fig. 1.33. Reprezentarea vectorială a semnalelor modulate U_U, U_V și E'_c

Acesta se reprezintă printr-un vector E'_c a cărui amplitudine și fază (φ_0) depind de semnalele diferență de culoare.

Pe linia următoare de rang $n + 1$ semnalele transmise sînt U_U și U_V defazat cu $-90°$ astfel că semnalul compus color se scrie:

$$\bar{E}'_c = U_U - U_V = E'_U \sin \omega_0 t - E'_V \cos \omega_0 t$$

El se reprezintă printr-un vector $\bar{E}'_c$ care are aceeași amplitudine ca pe linia n dar faza $-\varphi_0 \cdot \bar{E}'_c$ este „reflectarea" lui E_c față de axa U. Cu alte cuvinte semnalul complex color pe linia n reprezintă o oscilație cu frecvența f_0, amplitudinea OA și faza φ_c, iar pe linia $n+1$ o oscilație cu aceeași frecvență, aceeași amplitudine (OB) dar fază $-\varphi_c$. Amplitudinea și faza semnalelor complexe color se pot calcula deci astfel:

$$|E'_c| = \sqrt{E'^2_U + E'^2_V}$$
$$\varphi_c = \pm \operatorname{arctg} \frac{E'_V}{E'_U} \qquad (1.39)$$

Dacă ne referim la mira de bare colorate, putem calcula semnalele ponderate folosind relațiile (1.38) pe baza tabelelor 1.3 și 1.4 (bare saturate 100% sau 75%). În continuare, utilizînd relațiile (1.39) se deduc amplitudinea și faza vectorului reprezentativ pentru fiecare culoare. Rezultatele calculelor sînt sintetizate în tabelul 1.5.

Tabelul 1.5

CULOAREA	Saturație %	E'_R	E'_G	E'_B	E'_Y	E'_U	E'_V	E'_C	φ_c
Alb	100	1	1	1	1	0	0	0	0
Galben	100	1	1	0	0,89	−0,437	0,100	0,448	167°
	75	0,75	0,75	0	0,67	−0,328	0,075	0,336	167°
Turcoaz	100	0	1	1	0,70	0,147	−0,615	0,632	283°
	75	0	0,75	0,75	0,53	0,110	−0,461	0,474	283°
Verde	100	0	1	0	0,59	−0,289	−0,515	0,591	241°
	75	0	0,75	0	0,44	0,217	−0,386	0,443	241°
Mov	100	1	0	1	0,41	0,289	0,515	0,591	61°
	75	0,75	0	0,75	0,30	0,217	0,386	0,443	61°
Roșu	100	1	0	0	0,30	−0,147	0,615	0,632	103°
	75	0,75	0	0	0,23	−0,110	0,461	0,474	103°
Albastru	100	0	0	1	0,11	0,437	−0,100	0,448	347°
	75	0	0	0,75	0,08	0,328	−0,075	0,336	347°
Negru	0	0	0	0	0	0	0	0	0

În fig. 1.34 sînt reprezentate variațiile în timp (oscilogramele) ale semnalelor modulate U_U și U_V precum și a semnalului complex color pentru bare saturate 75%. Pentru ușurința reprezentării s-a procedat la o rotunjire a cifrelor din tabelul 1.5.

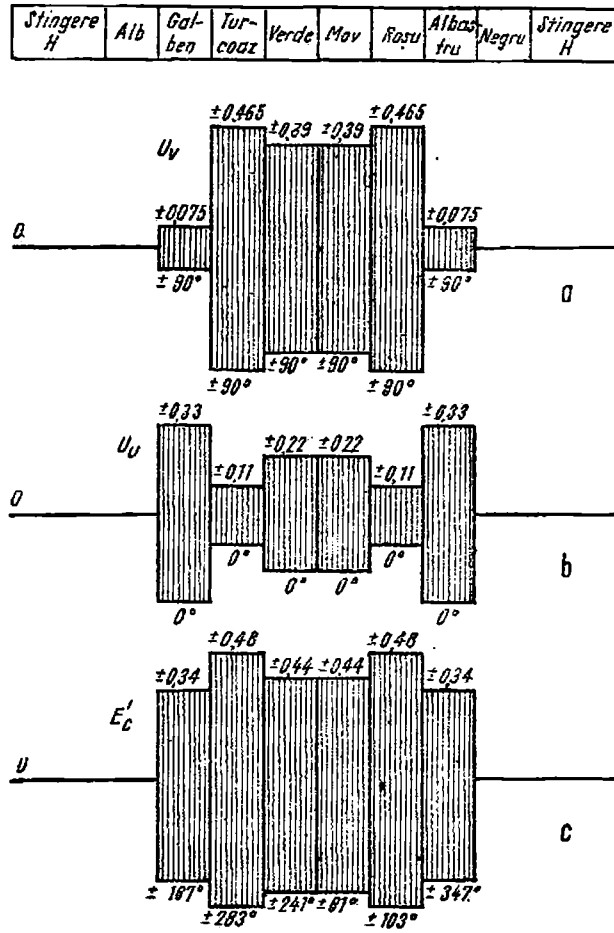


Fig. 1.34. Reprezentarea în funcție de timp pentru:
$a - U_V$; $b - U_U$; $c - E'_c$

Studiind cu atenție reprezentările din această figură putem formula o serie de concluzii ce vor fi expuse în continuare.

• Semnalul U_U reprezintă o oscilație cu frecvența f_0 și fază 0 pentru toate culorile mirei de bare. Amplitudinea ei variază în funcție de culoare. De exemplu pentru culoarea turcoaz variază între valorile extreme +0,11 și —0,11 etc.

• Semnalul U_V reprezintă o oscilație cu frecvența f_0 și fază alternată de la linie la linie ($\pm 90°$) care se menține pentru toate culorile. Amplitudinea este dependentă de culoarea barei. De exemplu pentru culoarea roșie, ea variază în limitele +0,465 și —0,465 etc.

— Semnalul cu amplitudinea cea mai mare este semnalul U_V. Avînd în vedere necesitatea reducerii distorsiunilor introduse de comutatorul electronic din receptor, s-a ales pentru acest semnal comutarea alternată a fazei.

• Semnalul compus color E'_c reprezintă o oscilație cu frecvența f_0 dar amplitudinea și faza variază în funcție de culoarea reprezentată. Astfel pentru culoarea galben, amplitudinea subpurtătoarei variază în limitele $\pm 0{,}34$ și faza este alternată de la linie la linie: $\pm 167°$ etc.

— Amplitudinile semnalelor sînt valabile pentru o iluminare maximă (alb 100%). În cazul unei iluminări reduse, toate semnalele scad în mod corespunzător.

• Se remarcă caracterul simetric al semnalelor. Aceasta este urmarea modului de aranjare al barelor pe de o parte, iar pe de altă parte a caracterului complementar al culorilor componente.

Ca și în cazul sistemului NTSC, culorile pot fi reprezentate într-un plan considerînd axa U ca referință ($\varphi = 0$). Fiecare culoare este reprezentată printr-un punct. Distanța de la origine la acel punct (E'_c — tabelul 1.5) reprezintă saturația culorii iar unghiul reprezintă nuanța (Fig. 1.35).

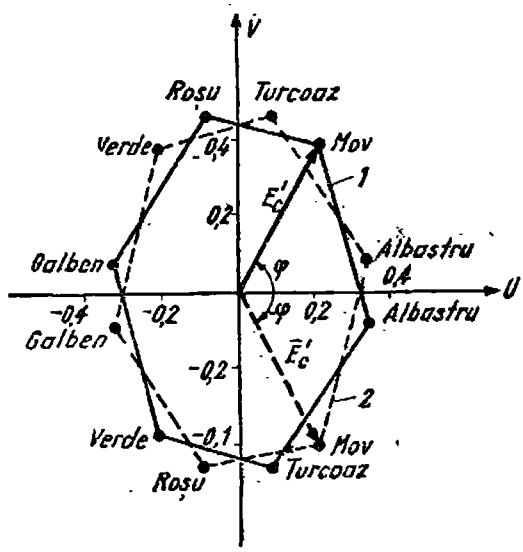


Fig. 1.35. Reprezentarea vectorială a culorilor mirei de bare în planul $U - V$

Curba *1* reprezintă culorile de pe linia unde se transmite semnalul E'_c iar curba *2* reprezintă aceleași culori, dar de pe linia următoare, corespunzătoare semnalului $\bar{E}'_c$. Și aici se poate face observația că o culoare primară și culoarea complementară ei se reprezintă prin doi vectori de aceeași lungime dar defazați la 180° în cadrul aceleiași linii.

1.8.3. Compensarea erorilor de fază la sistemul PAL

Prin alternarea semnalului U_V de la linie la linie este posibil ca în receptorul TVC să se facă o compensare a erorilor de fază accidentale care altfel (vezi sistemul NTSC) ar produce o migrare a culorilor redate. Mecanismul compensării acestor erori este redat în fig. 1.36.

Presupunem că pe linia de rang n se transmite semnalul color E'_{cr} (indicele r desemnează semnalul real) iar pe linia de rang $n+1$ semnalul $\bar{E}'_{cr}$. Dacă din cauzele enunțate la paragraful 1.7.6. apare o eroare de fază, β, vectorul E'_{cr} va avea un defazaj suplimentar devenind E'_{ce} (indicele e desemnează semnalul „eronat"). Practic aceasta înseamnă că oscilația cu frecvența f_0 și faza φ_c care la emisie determină o culoare bine stabilită, la recepție ea este captată cu aceeași frecvență și amplitudine dar cu un defazaj $\varphi_c + \beta$ care produce o modificare a nuanței.

Avînd în vedere ipotezele de funcționare ale sistemului PAL enunțate la începutul capitolului, putem considera că eroarea de fază β acționează și asupra vectorului $\bar{E}'_{cr}$ de pe linia următoare determinînd un nou vector (eronat) $\bar{E}'_{ce}$.

În receptorul de TVC (pe sistem PAL) prin utilizarea unei linii de întîrziere cu timpul $\tau \simeq T_H = 64$ μs este posibil de a „memora" semnalul de pe o

linie anterioară. În fiecare moment se poate dispune de un semnal care soseşte direct şi unul care a sosit cu o linie în urmă.

Dacă ne referim din nou la fig. 1.36 putem considera că semnalul direct recepţionat (afectat de eroarea de fază β) este $\bar{E}'_{ce}$ iar semnalul întîrziat este $\bar{E}''_{ce}$. În receptor are loc o „reflectare" a semnalului $\bar{E}''_{ce}$ el devenind $\bar{E}'_{ce}$. Din însumarea vectorială a lor (care are loc tot în receptor) rezultă un semnal cu amplitudinea OB şi faza iniţială.

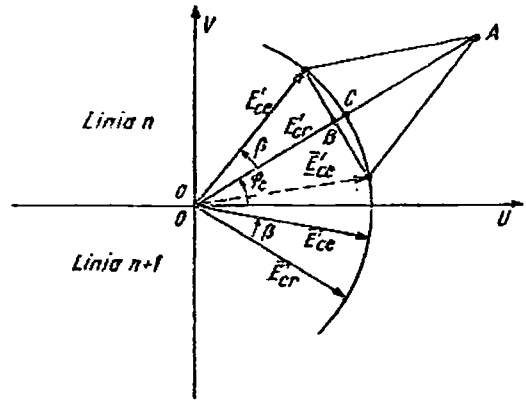


Fig. 1.36. Compensarea erorilor de fază în sistemul PAL

Cu alte cuvinte, în urma mecanismului de compensare automată a erorilor de fază accidentale rezultă un semnal color care are frecvenţa şi faza identice cu cele de la codare dar amplitudinea este mai redusă, ceea ce este echivalent cu o reducere de saturaţie.

Micşorarea gradului de saturaţie reprezentată prin segmentul BC este cu atît mai mare cu cît eroarea de fază este mai mare.

Din studii practice s-a ajuns la concluzia că ochiul nu este capabil de a discerne variaţii de saturaţii sub 5%. Prin calcule se poate demonstra că eroarea maximă de fază admisă a fi compensată fără ca aceasta să conducă la variaţii vizibile de saturaţie este de $\pm 18°$.

1.8.4. Alegerea frecvenţei subpurtătoarei de culoare

Pentru determinarea frecvenţei subpurtătoarei în sistemul PAL sînt valabile o serie de considerente enunţate la sistemul NTSC:

— să aibă o frecvenţă mare şi împreună cu benzile laterale să fie dispusă în zona superioară a semnalului video de luminanţă dar fără a depăşi frecvenţa lui maximă (întrucît lărgimea canalului TV nu poate fi modificată);

— spectrele semnalelor de crominanţă modulate trebuie să se interpătrundă cu spectrul semnalului de luminanţă, astfel încît să se asigure o vizibilitate minimă a semnalelor de crominanţă pe ecranul unui televizor AN. Dacă s-ar alege frecvenţa subpurtătoarei ca un multiplu impar al jumătăţii frecvenţei liniilor, perturbaţia introdusă de semnalul U_U (faza O) ar fi identică ca la sistemul NTSC, ea manifestîndu-se ca o structură de puncte în tablă de şah peste care se suprapune perturbaţia dată de semnalul U_V. Acesta la PAL, avînd faza comutată cu 180° din două în două linii, ar produce pe ecranul televizoarelor AN o structură de bare verticale care ar fi foarte supărătoare.

Pentru atenuarea acestei structuri, frecvenţa subpurtătoarei se alege în jurul unei armonici impare a jumătăţii frecvenţei de linii cu un decalaj (offset) de un sfert de linie ($f_H/4$). Structura combinată obţinută pe ecranul televizoarelor AN se prezintă ca o tablă de şah cu pătrate inegale. Vizibilitatea mai poate fi ameliorată dacă se dă structurii şi o deplasare adiţională laterală de la semi-

cadru prin adăugarea la frecvența subpurtătoarei a unui multiplu impar al jumătății frecvenței cîmpurilor. Pe baza celor de mai sus avem:

$$f_0 = \left(284 - \frac{1}{4}\right) f_H + \frac{1}{2} f_V = 4{,}43361875 \text{ MHz} \pm 1\text{Hz} \qquad (1.36)$$

1.8.5. Semnalul de sincronizare a culorii

După cum am arătat și la descrierea sistemului NTSC, pentru extragerea semnalelor video din semnalele modulate U_U și U_V este necesară refacerea subpurtătoarei la recepție cu faza și frecvența identică ca la emisie. Pentru sincronizarea oscilatoarelor cu cuarț din receptorul PAL, se transmite pe palierul posterior al impulsului de stingere linii un tren de 10 ± 1 oscilații complete ale subpurtătoarei numit burst sau salve. Burstul începe la 5,6 μs față de frontul anterior al impulsului de sincronizare linii și durează 2,03 — 2,48 μs (fig. 1.37)

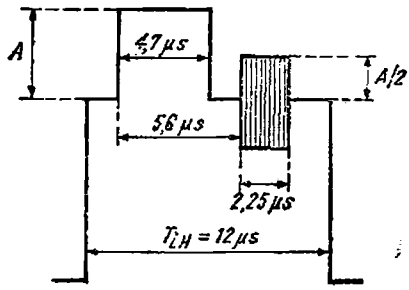


Fig. 1.37. Intervalul de stingere H și semnalul de sincronizare a culorii PAL

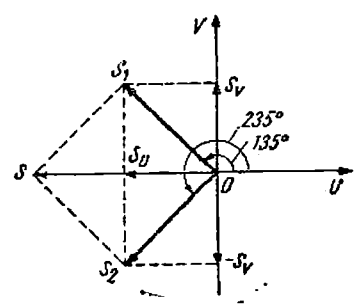
Amplitudinea semnalului de sincronizare este egală cu jumătate din amplitudinea impulsurilor de sincro linii (A).

Spre deosebire de sistemul NTSC în PAL are loc o transmisie a burstului cu fază alternată pe linii. Pe timpul liniilor cînd E'_V este pozitiv, faza semnalului de burst (S_1) este de $+135°$, iar cînd E'_V este negativ, faza semnalului de burst (S_2) este de $+225°$ $(135° + 90°)$.

În fig. 1.38 este reprezentat semnalul de burst folosind aceleași axe ca pentru semnalele de crominanță.

Semnalul de burst are două componente după cele două axe U și V. Componentele S_V sînt întotdeauna în fază cu semnalul video E'_V iar componenta S_U este în antifază cu semnalul video E'_U.

Semnalele de burst nu sînt transmise în timpul celor nouă linii din intervalul de stingere pe semicadre, corespunzătoare impulsurilor de preegalizare, postegalizare și de sincronizare pe verticală.



$|S_1| = |S_2| = A/2$

$S_U = S_V = 0{,}707\, A/2$

Fig. 1.38. Reprezentarea vectorială a semnalului de burst

1.8.6. Semnalul video complex color PAL

Semnalul video complex color reprezintă suma semnalelor de luminanță (E'_Y), de crominanță modulat (E'_c) și burst.

Pentru o mire de bare acest semnal are aceeași reprezentare ca în sistemul NTSC (fig. 1.31) din punct de vedere al amplitudinilor, existînd diferențe nu-

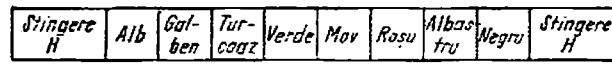
mai la faze. În fig. 1.39 s-a reprezentat semnalul video complex PAL pentru bare colorate saturate 75%.

Benzile de frecvență (fig. 1.40) ocupate de componentele semnalului video complex color sînt:

— semnalul de luminanță E'_Y : 0 — 5 MHz (CCIR) și 0 — 6 MHz (OIRT);

— semnalul de crominanță complex $U_c = E'_c +$ burst: $f_0 \begin{cases} + 0{,}57 \\ - 1{,}3 \end{cases}$ MHz (CCIR) și $f_0 \pm 1{,}3$ MHz (OIRT).

În standardul OIRT cu o lărgime a canalului video de 6 MHz transmisia semnalului complex color se face cu benzi laterale simetrice.



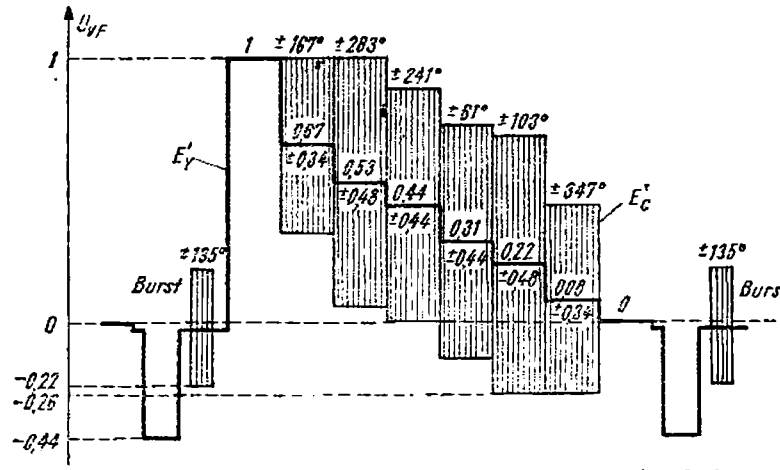


Fig. 1.39. Semnalul video complex color PAL pentru mira de bare saturate 75%

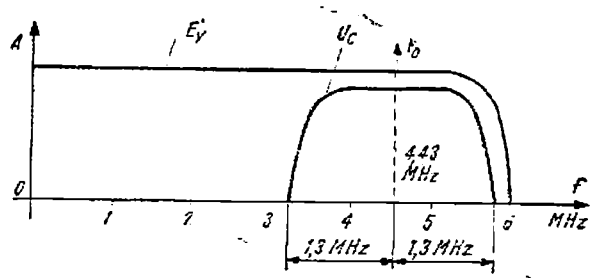


Fig. 1.40. Banda de frecvență a semnalului video complex color PAL—OIRT

1.8.7. Concluzii asupra sistemului PAL

— Sistemul este calitativ net superior sistemului NTSC din punct de vedere al comportării la erorile de fază.

— Ca urmare a compensării automate a erorii de fază, apare o reducere a saturației care nu e sesizabilă de către ochi dacă eroarea este într-o anumită limită.

— Înregistrarea magnetică se face în condiții mult mai bune ca la NTSC.

— Protecția semnalului PAL față de zgomot este bună.

— Circuitele decodorului sînt mai complicate, presupunînd existența unei linii de întîrziere cu toleranță foarte strînsă.

— Parametrii tehnici ai semnalului transmis prin emițătoare și radiorelee la distanță pot fi corectați.

— Zona de recepție este mare (comparativ cu sistemul SECAM) mai ales pentru relief accidentat.

— Tranzițiile de culori sînt corect redate.

1.9. Sistemul SECAM

Sistemul SECAM a apărut în Franța în 1958 ca rod al cercetărilor întreprinse de un colectiv de la Compania franceză de televiziune condus de Henry de France. El a fost introdus în exploatare într-o serie de țări după 1966 (URSS 1966, Franța 1967).

Scopul acestui sistem constă în eliminarea variațiilor de nuanță ca urmare a erorilor de fază ce pot apare în transmiterea semnalelor de crominanță.

El se bazează pe faptul că ochiul are capacitate redusă de a distinge detaliile fine de culoare, ceea ce permite reducerea definiției. În sistemul NTSC și PAL are loc o reducere a definiției pe orizontală pentru semnalele de crominanță, iar definiția pe verticală este identică cu aceea pentru semnalul de luminanță. De aceea, în sistemul SECAM se consideră că este inutil să fie transmisă pe verticală o definiție superioară celei orizontale.

O altă aproximație care se face este faptul că se presupune în practică o diferență foarte mică din punct de vedere al conținutului de culoare de la o linie la alta.

După cum arată și denumirea sistemului (SECAM = secvențial cu memorie) transmiterea semnalelor de crominanță nu se mai face simultan, ci secvențial. Aceasta înseamnă că dacă pe linia n se transmite semnalul componentei $E'_R - E'_Y$, pe linia $n+1$ se transmite semnalul corespunzător lui $E'_B - E'_Y$ ș.a.m.d.

Avantajele care decurg din transmisia secvențială sînt: eliminarea riscului de interferențe între semnalele de crominanță modulate, utilizarea modulației de frecvență.

Pentru refacerea informației complexe de crominanță în receptor, se utilizează o linie de întîrziere de 64 μs. Aceasta permite ca în fiecare moment să se dispună de un semnal venit direct și un semnal „memoral" venit pe linia anterioară. Astfel dacă pe linia n se recepționează semnalul corespunzător componentei $E'_R - E'_Y$, pentru decodare se folosește semnalul întîrziat sosit pe linia $n-1$ care e determinat de componenta $E'_B - E'_Y$.

1.9.1. Semnalele video utilizate

Camera videocaptoare debitează aceleași semnale primare E'_R, E'_G, E'_B ca în sistemele PAL și NTSC. Prin operații de matriciere se obțin semnalul de luminanță și semnalul de crominanță.

a) **Semnalul de luminanță**

Din motive de compatibilitate el trebuie să îndeplinească relația (1.31):

$$E'_Y = 0{,}30\ E'_R + 0{,}59\ E'_G + 0{,}11\ E'_B$$

b) **Semnalele de crominanță**

Sînt realizate pe baza semnalelor diferență de culoare $E'_R - E'_Y$ și $E'_B - E'_Y$. După cum se vede din tabelul 1.4. amplitudinea acestor semnale corespunzătoare mirei de bare colorate saturate 75% variază în limitele: $\pm 0{,}53$ pentru $E'_R - E'_Y$ și $\pm 0{,}67$ pentru $E'_B - E'_Y$. În cadrul sistemului SECAM, la codare are loc o ponderare a amplitudinilor acestor semnale astfel încît să aibă valoarea maximă 1, cu inversare de semn pentru componenta $E'_R - E'_Y$. Semnalele devin astfel:

$$\begin{aligned} D'_R &= -1{,}9\ (E'_R - E'_Y) \\ D'_B &= 1{,}5\ (E'_B - E'_Y) \end{aligned} \qquad (1.37)$$

Considerentele care au stat la baza utilizării acestei ponderări sînt:

— pentru transmisia semnalelor de crominanță folosind modulația de frecvență este important ca acestea să aibă amplitudinea maximă (100%);

— din studiul statistic al semnalelor $E'_R - E'_Y$ și $E'_B - E'_Y$ rezultă că în practică predomină valorile pozitive pentru $E'_R - E'_Y$ și negative pentru $E'_B - E'_Y$. Schimbînd semnul semnalului $E'_R - E'_Y$ înseamnă că va predomina deviația de frecvență negativă și astfel se îmbunătățește stabilitatea la limitarea benzilor superioare a semnalelor de crominanță modulată. Totdeodată are loc o mai bună repartizare a spectrelor subpurtătoarelor modulate.

În receptor, la decodare, este obligatoriu să se procedeze la o ponderare inversă. Pentru îmbunătățirea raportului semnal/zgomot al transmisiunii MF este necesară o preaccentuare a componentelor de frecvență video mare. În sistemul SECAM semnalele video D'_R, D'_B sînt trecute printr-un filtru cu o caracteristică specială (fig. 1.41) care realizează pe lîngă preaccentuarea de video frecvență și limitarea benzilor video la 1,5 MHz.

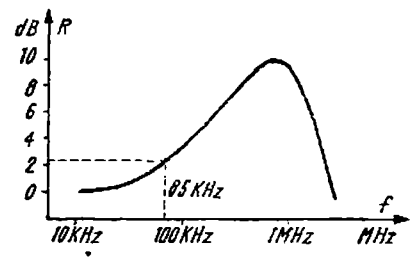


Fig. 1.41. Caracteristica de amplitudine—frecvență a filtrului de preaccentuare și limitare spectru de VF

Semnalele video D'_R și D'_B înainte și după preaccentuarea de video frecvență sînt prezentate în fig. 1.42. Observăm că preaccentuarea de VF se manifestă prin apariția unor ciocuri în dreptul fronturilor sau tranzițiilor de culoare, care depășesc considerabil treptele de nivel permanent.

1.9.2. Modulația semnalelor de crominanță

După cum s-a mai arătat, transmisia semnalelor D'_R și D'_B se face utilizînd modulația de frecvență, unde nu este permisă suprimarea totală a subpurtătoarelor ci în cel mai bun caz diminuarea amplitudinilor lor. Pentru cele două semnale se aleg subpurtătoare diferite în vederea realizării unei mai bune

echilibrări a spectrelor, redării optime a trecerilor de la o culoare la alta și un raport semnal/zgomot bun. La alegerea frecvențelor subpurtătoarelor, s-au avut în vedere următoarele:

— subpurtătoarele cu benzile laterale să se plaseze în partea superioară a spectrului video unde densitatea energetică a semnalului de luminanță e redusă;

— subpurtătoarele modulate în frecvență apar pe ecranele televizoarelor sub forma unor puncte în mișcare datorită deviației de frecvență care variază în ritmul semnalelor D'_R și D'_B. Alegînd frecvențele subpurtătoarelor f_{0R} și f_{0B}, corespunzătoare semnalelor D'_R și D'_B, ca un multiplu întreg al frec-

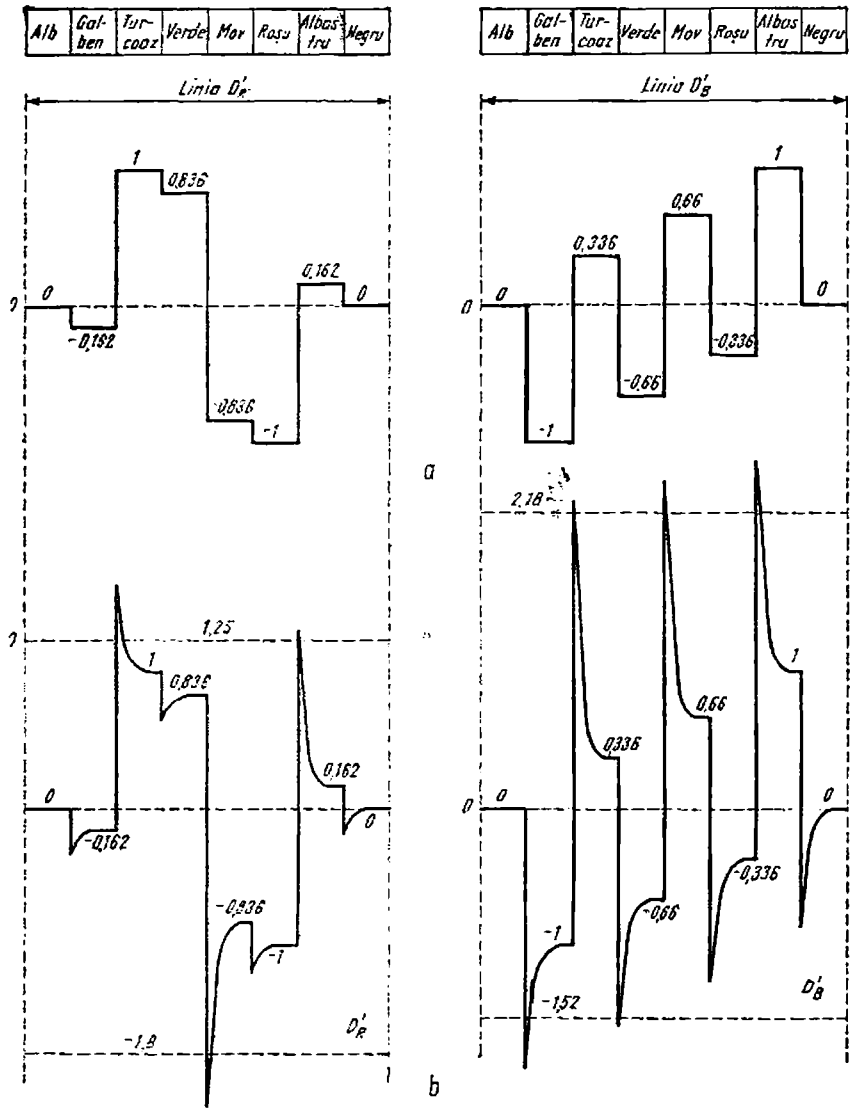


Fig. 1.42. Semnalele video D'_R și D'_B pentru mira de bare colorate: *a* — înainte de preaccentuarea de VF; *b* — după preaccentuarea de VF

venței liniilor, în absența semnalelor de crominanță, pe ecranele televizoarelor AN acestea apar ca o structură fixă mai ușor de tolerat de către telespectator. Subpurtătoarele sînt alese astfel:

$$f_{0R} = 282\, f_H = 4{,}40675 \text{ MHz}$$
$$f_{0B} = 272 f_H = 4{,}250 \text{ MHz} \qquad (1.38)$$

Deviațiile de frecvență nominale sînt:

$$\Delta f_R = \pm 280 \text{ kHz}$$
$$\Delta f_B = \pm 230 \text{ kHz} \qquad (1.39)$$

Alegerea unei deviații de frecvență mai mare pentru semnalul D'_R se explică prin necesitatea de a realiza un raport semnal/zgomot mai bun pentru componentele roșii întrucît:

— ochiul este mai sensibil la zgomote pe porțiuni roșii ale imaginii;

— amplitudinea semnalelor D'_R pentru imagini din natură este mai mică decît pentru D'_B și deci e posibil de a fi afectată mai ușor de zgomot. Deviațiile de frecvență (1.39) sînt considerate pentru palierele de amplitudine maximă (1) a semnalelor D'_R și D'_B. Dacă ne referim la fig. 1.42 aceasta înseamnă:

— pentru semnalul D'_R maximum pozitiv (+1) e atins la culoarea turcoaz și frecvența instantanee a subpurtătoarei este $f_{0R} + 280$ kHz; maximum negativ (—1) este pentru culoarea roșie, deci frecvența instantanee a subpurtătoarei este $f_{0R} - 280$ kHz; în cazul unei culori cu nivel mai mic, deviația de frecvență se reduce proporțional (de ex. pentru galben, frecvența instantanee este: $f_{0R} - 0{,}16 \cdot 280$ kHz);

— pentru semnalul D'_B maximum pozitiv (+1) îl are culoarea albastru și rezultă o frecvență instantanee a subpurtătoarei cu valoarea:

$f_{0B} + 230$ kHz. Maximum negativ (—1) are loc pentru culoarea galben și deci pentru frecvența instantanee a subpurtătoarei rezultă:

$f_{cB} - 230$ kHz. În cazul unei culori cu nivel video mai redus, deviația de frecvență scade proporțional (de exemplu pentru mov avem: $f_{0B} + 0{,}66 \cdot 230$ kHz).

Pentru transmiterea vîrfurilor de amplitudine mare care apar la semnalele D'_R și D'_R ca urmare a preaccentuării de video frecvență (fig. 1.42 *b*) sînt necesare deviații mult mai mari ca deviațiile de frecvență nominale. Aceasta face ca spectrele semnalelor de crominanță modulate să pătrundă în zona cu densitate mare a semnalului de luminanță, ceea ce duce la înrăutățirea compatibilității.

Dacă deviațiile de frecvență maxime pentru redarea vîrfurilor ar fi limitate la valori mai mici atunci trecerile de culoare ar fi redate cu distorsiuni mari.

La alegerea deviațiilor maxime se face un compromis între cele două condiții contradictorii enunțate mai sus pe baza următoarei observații de ordin practic: ochiul e mai puțin sensibil la imperfecțiunile trecerilor dacă acestea se află într-o zonă a imaginii cu nivel de luminanță mare. De aceea vîrfurile din zona culorilor cu luminanță mare (galben, turcoaz, verde) pot fi limitate la un nivel mai mic decît cele corespunzătoare culorilor (mov, roșu, albastru) care au luminanță mică. Aceasta înseamnă că deviația maximă de frecvență trebuie să fie mai mare pentru semnalul D'_R negativ și D'_B pozitiv. În fig. 1.42 *b* s-au reprezentat nivelele la care are loc limitarea deviației de frecvență. Deviațiile maxime de frecvență sînt deci:

— pentru linia D'_R:

$$\Delta f_R max = 1{,}250 \quad \Delta f_R = 1{,}25 \cdot 280 = +350 \text{ kHz}$$
$$\Delta f_R min = -1{,}80 \quad \Delta f_R = -1{,}80 \cdot 280 = -500 \text{ kHz} \qquad (1.40)$$

— pentru linia D_B:

$$\Delta f_B max = 2{,}18 \cdot \Delta f_B = 2{,}18 \cdot 230 = +500 \text{ kHz}$$
$$\Delta f_B min = -1{,}52 \cdot \Delta f_B = -1{,}52 \cdot 230 = -350 \text{ kHz} \quad (1.41)$$

Frecvențele instantanee extreme ale subpurtătoarelor sînt:

— pentru linia $D'_R = (f_{0R} + 350 \text{ kHz})$ și $(f_{0R} - 500 \text{ kHz})$
— pentru linia $D'_B = (f_{0B} + 500 \text{ kHz})$ și $(f_{0B} - 350 \text{ kHz})$

Semnalele cu frecvențele $(f_{0R} + 350 \text{ kHz})$ și $(f_{0B} - 350 \text{ kHz})$ sînt semnalele de identificare a culorii pe cîmpuri.

1.9.3. Prelucrarea subpurtătoarelor modulate. Îmbunătățirea factorului de zgomot și a compatibilității

Creatorii sistemului SECAM și-au propus să obțină de la acesta rezultate practice superioare primului sistem aflat în exploatare (NTSC) și au depus eforturi pentru optimizarea parametrilor sistemului. Urmărind aceleași criterii care au stat la baza alegerii frecvențelor de repaus și a deviațiilor de frecvență maxime, adică îmbunătățirea raportului semnal/zgomot și a compatibilității, se mai procedează la o serie de prelucrări.

a) Comutarea fazei semnalelor de crominanță.

Transmisia semnalelor de crominanță pe linii și cadre se face după următoarele secvențe:

Cadrul I	— linii impare	D'_B
	— linii pare	D'_R
Cadrul II	— linii impare	D'_R
	— linii pare	D'_B
Cadrul III	— linii impare	D'_B
	— linii pare	D'_R

De asemenea are loc o inversare a fazei subpurtătoarei la fiecare a treia linie (pe liniile n, $n+1$ faza este 0° iar pe linia $n+2$ faza este 180°). Inversarea de fază 0° sau 180° se face și la începutul fiecărui semicadru. Avînd în vedere secvențele de transmitere pe linii a semnalelor D'_R și D'_B precum și legea de inversare a fazei, rezultă că perioada de repetiție a subpurtătoarei modulate este de 12 semicadre (6 cadre) iar pe verticală de 12 linii. Aceasta asigură pe ecranele televizoarelor AN o structură întrețesută a raztrului parazit cu vizibilitatea cea mai puțin supărătoare pentru telespectator.

b) Preaccentuarea de înaltă frecvență.

Îmbunătățirea cea mai eficace a compatibilității constă în reducerea amplitudinilor subpurtătoarelor pînă la limita posibilă, comparativ cu amplitudinea semnalului de luminanță. Aceasta nu se face în mod uniform, ci după o curbă, numită curbă „anticlopot" datorită formei ei (fig. 1.43).

Se spune că semnalele de crominanță modulate MF au suferit un proces de preaccentuare de înaltă frecvență sau de punere în formă.

Studiind plasarea semnalelor cu diferite frecvențe caracteristice sistemului SECAM, precum și amplitudinea lor pe această curbă, putem formula observațiile expuse în continuare.

— Frecvența centrală a curbei este $f_0 = 4{,}286$ MHz, fiind apropiată de f_{0B}. Frecvența instantanee cu această valoare este atenuată la 23% din amplitudinea semnalului de luminanță considerat între nivelul de negru

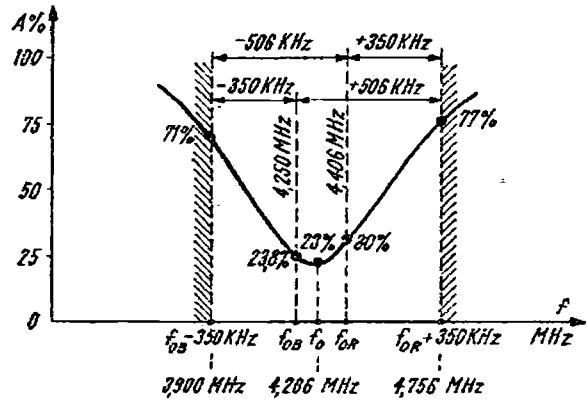


Fig. 1.43. Caracteristica de preaccentuare în înaltă frecvență

și nivelul de alb. În felul acesta rezultă pentru f_{0R} o atenuare de 30% iar pentru f_{0B} de 23,8%. Reducerea mai puțin pronunțată pentru subpurtătoarea f_{0R} se explică prin considerente de ordin practic cum ar fi sensibilitatea mai mare a ochiului pentru zgomot suprapus pe zonele roșii ale imaginii precum și prin faptul că în practică apar culori care au componentele D'_R mai mici ca D'_B. Astfel se asigură o protecție mai bună la zgomot pentru culoarea roșie.

— Prin reducerea amplitudinilor subpurtătoarelor în proporțiile de mai sus se obține și o scădere comparabilă a amplitudinilor componentelor din imediata vecinătate a lor. Se știe că în natură majoritatea culorilor au saturație mică, și frecvențele instantanee ale subpurtătoarelor sînt deviate puțin. Deci în marea parte a imaginilor întîlnite practic, energia este concentrată în jurul frecvențelor f_{0R} și f_{0B}. Prin atenuarea lor, se atenuează și spectrul energetic, reducîndu-se perturbațiile pe ecranele TV — AN. Culorile saturate dau naștere la deviații mari de frecvență. Ele apar ocazional și au energii ale semnalelor de crominanță de valori mici. Pentru a se reduce vulnerabilitatea lor la zgomot, ele se transmit cu amplitudini mai mari.

— Frecvența instantanee a subpurtătoarei semnalului D'_R variază în limitele (f_{0R} — 500 kHz) și (f_{0R} + 350 kHz) iar a semnalului D'_B în limitele (f_{0B} — 350 kHz) și (f_{0B} + 500 kHz). Se vede că prin alegerea valorilor f_{0R}, f_{0B}, Δf_Rmax, Δf_R min, Δf_Bmax, Δf_Bmin ca la paragraful 1.9.3, are loc o plasare perfect egală a semnalelor de crominanță modulate.

— Subpurtătoarele modulate MF înainte de preaccentuarea de înaltă frecvență au amplitudinea constantă. După trecerea prin circuitul anticlopot amplitudinea va fi variabilă. Vom numi aceste semnale U_{DR} și U_{DB}. În fig. 1.44 s-au prezentat oscilogramele semnalelor corespunzătoare mirei de bare colorate.

Nivelele de regim staționar (palier) fiind cunoscute, se pot calcula deviațiile de frecvență cum s-a arătat la 1.9.2. Din curba de preaccentuare IF putem deduce amplitudinea corespunzătoare diferitelor frecvențe instantanee. Tabelul 1.6 conține valorile semnalelor D'_R și D'_B, deviațiile de frec-

venţă, amplitudinea şi frecvenţa instantanee a semnalelor U_{DR} şi U_{DB}, pentru culorile mirei de bare. Se remarcă că pentru alb şi negru, subpurtătoarele sînt nemodulate.

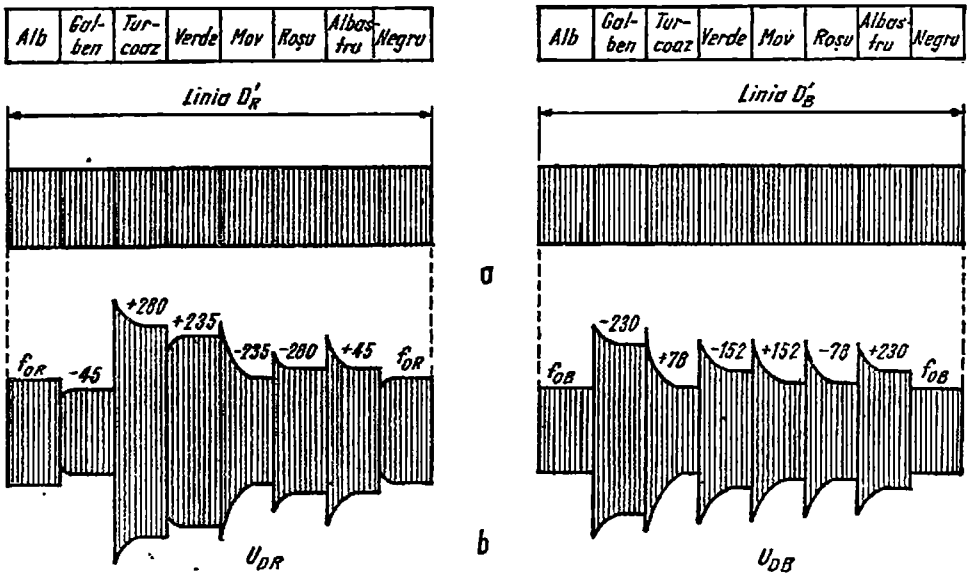


Fig. 1.44. Forma semnalelor de crominanţă modulate U_{DR} şi U_{DB}: *a* — înainte de preaccentuarea de ÎF; *b* — după preaccentuarea de ÎF

Tabelul 1.6

CULOARE	D'_R	D'_B	f_R kHz	f_B kHz	U_{DR}		U_{mB}	
					Amplitudine %	f_R	Amplitudine %	f_B
Alb	0	0	0	0	30,4	f_{0R}	23,8	f_{0B}
Galben	—0,16	1	—45	—230	26,2	f_{0R} — 45	51,6	f_{0B} —230
Turcoaz	1	0,34	280	78	67,8	f_{0R} +280	24	f_{0B} + 78
Verde	0,84	—0,66	235	—152	61,5	f_{0R} +235	39,9	f_{0B} —152
Mov	—0,84	0,66	—235	152	30,2	f_{0R} —235	30	f_{0B} +152
Roşu	—1	—0,34	—280	—78	35,8	f_{0R} —280	30	f_{0B} — 78
Albastru	0,16	1	45	230	35,8	f_{0R} + 45	39,4	f_{0B} +230
Negru	0	0	0	0	30,4	f_{0R}	23,8	f_{0B}
Semnal de identificare	1,25	—1,52	350	—350	77,2	f_{0R} +350	71,4	f_{0B} —350

Pentru o fixare mai bună a celor arătate mai sus putem concluziona prin cîteva exemple.

• Dacă *pe linia n se transmite semnalul* D'_R, pentru bara turcoaz subpurtătoarea (f_R) are frecvența instantanee $f_{0R} + 280$ kHz și amplitudinea vîrf la vîrf de 67,8% din valoarea semnalului de luminanță considerat 100% între negru și alb. Bara albastră avînd o frecvență instantanee $f_{0R} + 45$ kHz mai apropiată de f_{0R}, amplitudinea U_{DR} va fi mai mică (35,8%). Pentru barele alb și negru frecvența instantanee este chiar frecvența de repaus a subpurtătoarei f_{0R} care are amplitudinea de cca 30%.

• *Pe linia* $n + 1$ *se transmite semnalul* D'_B. Aceasta înseamnă că pentru bara turcoaz, frecvența instantanee a subpurtătoarei f_B este $f_{0B} + 78$ kHz și amplitudinea de 24%. Pentru bara albastră, frecvența instantanee fiind mai depărtată de f_{0B} ($f_{0B} + 230$ kHz), amplitudinea semnalului U_{DB} este mai mare (39,4%).

Barele alb și negru sînt transmise chiar prin subpurtătoarea nemodulată f_{0B} cu amplitudinea de 23,8%.

În cazul transmiterii trecerilor de culoare, deviațiile de frecvență sînt mai mari ca cele nominale, și ca urmare a acțiunii preaccentuării de JF, în zonele acestea apar salturi de amplitudine unde frecvența variază mult mai rapid decît în zonele de regim staționar (palier).

1.9.4. Semnalele de identificare a culorii

În receptorul de TVC, — pe sistemul SECAM —, există două demodulatoare ale semnalelor U_{DR} și U_{DB} către care trebuie dirijate aceste semnale. Acest lucru se face cu ajutorul unui comutator electronic care basculează cu semifrecvența liniilor. (fig. 1.45).

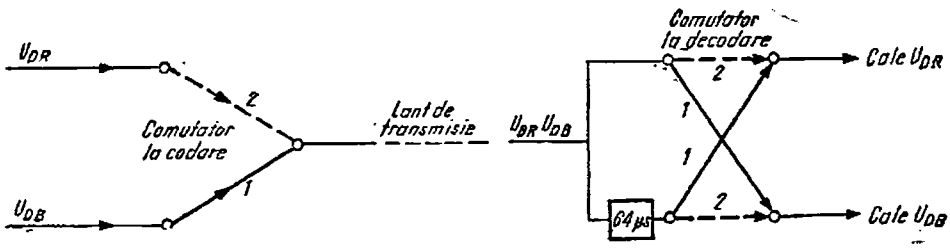


Fig. 1.45. Comutarea semnalelor de crominanță la codare și decodare

Comutatorul de la emisie asigură transmisia secvențială a semnalelor de crominanță modulate U_{DR} și U_{DB}. Presupunem că pe linia n acest comutator este în poziția *1* și se transmite U_{DB}, iar pe linia $n + 1$ el basculează în poziția *2* și va fi transmis U_{DR}.

În receptor aceste semnale sînt captate în ordinea transmisă. Dacă la emisie se transmite semnalul U_{DB} comutatorul din receptor trebuie să fie în poziția *1* care asigură trecerea directă a acestui semnal pe calea U_{DB}. Întrucît pentru obținerea imaginii color este necesar și semnalul U_{DR}, pentru aceasta se folosește o linie de întîrziere cu durata de 64 μs. La ieșirea ei există semnalul U_{DR} transmis pe linia de explorare exterioară. Comutatorul fiind în aceeași poziție *1*, asigură dirijarea acestui semnal pe calea U_{DR}. Pe linia următoare se transmite semnalul U_{DR}, comutatorul de la emisie fiind în poziția *2*. La recepție, comutatorul va trece și el în poziția *2* ceea ce permite semnalului primit direct să treacă pe calea U_{DR}. Pe calea U_{DB}, va fi dirijat

semnalul de la ieşire liniei de întîrziere, adică semnalul U_{DB} transmis pe linia de explorare anterioară.

Comutatorul de la recepţie este un circuit bistabil sincronizat cu frecvenţa liniilor şi are frecvenţa de oscilaţie $f_H/2$.

Prin sincronizarea lui cu impulsuri de întoarcere linii se asigură basculare la începutul fiecărei linii de explorare, dar el poate fi sau în poziţia *1*, sau în poziţia *2*. Dacă la emisie comutatorul respectiv este în poziţia *1*, la recepţie comutatorul corespunzător trebuie să fie tot în poziţia *1*. Punerea în concordanţă a poziţiei comutatorului de la recepţie (cu alte cuvinte a fazei) cu poziţia comutatorului de la emisie o realizează semnalele de identificare a culorii. Aceste semnale sînt transmise pe timpul a nouă linii succesive din intervalul de stingere pe semicadre astfel: pentru semicadrul 1 pe liniile 7 la 15 iar pentru semicadrul 2 pe liniile 320 la 328. Menţionăm că linia cu numărul 1 începe o dată cu impulsul de sincronizare cadre. După cum se vede aceste semnale nu se transmit în permanenţă ci numai la începutul fiecărui semicadru. Aceasta datorită faptului că odată realizată punerea în concordanţă a celor două comutatoare, ea este menţinută datorită sincronizării cu impulsuri de întoarcere linii.

Semnalul de identificare pentru linia D'_R se obţine creseînd frecvenţa subpurtătoarei f_{0R} (de la valoarea iniţială de 4,406 mHz) în mod gradat timp de 15 μs cu 350 kHz, după care frecvenţa rămîne constantă pînă la sfîrşitul liniei respective. Semnalul de identificare pe linia D'_R deci are frecvenţa în regim staţionar de $4{,}406 + 0{,}35 = 4{,}736$ MHz. Semnalul de identificare pentru linia D'_B va fi obţinut prin scăderea frecvenţei subpurtătoarei f_{0B} (de la valoarea de repaus de 4,250 MHz) în mod gradat timp de 20 μs cu 350 kHz. După acest timp frecvenţa rămîne constantă pînă la sfîrşitul acestei linii şi are valoarea: $4{,}250 - 0{,}350 = 3{,}9$ MHz.

În fig. 1.46*a* este prezentată legea de variaţie a frecvenţelor celor două subpurtătoare, ceea ce este echivalent cu modularea lor MF de semnale video cu această formă.

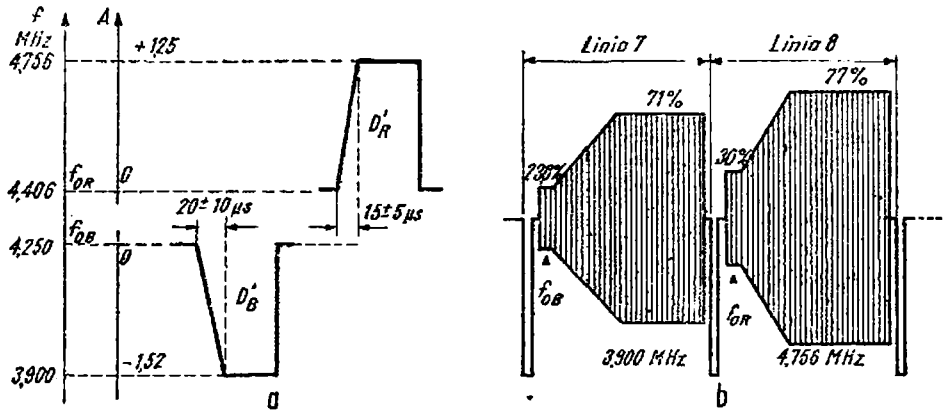


Fig. 1.46. Semnalele de identificare a culorii pe cadre: *a* — amplitudinile semnalelor video de identificare şi frecvenţele extreme ale subpurtătoarelor; *b* — semnalele de identificare modulate după preaccentuarea de IF

Timpul de variaţie lung al frecvenţelor subpurtătoarelor este necesar pentru a preîntîmpina preaccentuările de video frecvenţă ale semnalelor video de identificare. În felul acesta se evită salturile bruşte de amplitudine care ar perturba punerea în concordanţă a comutatorului SECAM din receptor.

Dacă ne referim la curba anticlopot din fig. 1.43 observăm că datorită preaccentuării de înaltă frecvență, amplitudinea subpurtătoarelor modulate MF cu semnale video din fig. 1.46*a*, se modifică după cum urmează. Pentru linia D'_R, subpurtătoarea f_{0R} cu amplitudinea de 30% crește ca frecvență cu +350 kHz, atingînd amplitudinea maximă de 77% din amplitudinea semnalului de luminanță considerat între nivelul de negru și nivelul de alb. Pentru linia D'_B subpurtătoarea f_{0B} care are amplitudinea inițială de 23.8% scade ca frecvență cu — 350 kHz iar amplitudinea maximă devine 71%. (fig. 1.46*b*).

Pentru punerea în sincronism a comutatorului SECAM la recepție, semnalele de identificare respectă întocmai secvențele de transmisie (menționate anterior) a semnalelor de crominanță. Astfel pe semicadrele 1 și 4 semnalele de identificare încep cu U_{DB} (liniile 7 și 320) iar pe semicadrele 2 și 3 cu U_{DR}, după care ciclul se repetă.

O oscilogramă a semnalului video complex color pe durata stingerii semicadre este prezentată în fig. 1.47.

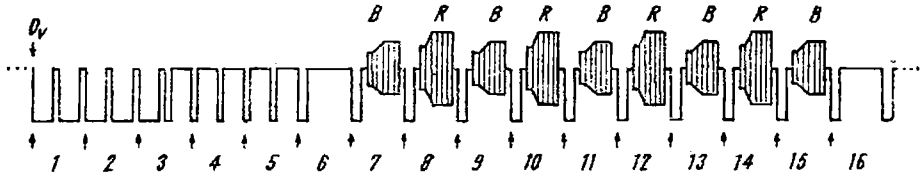


Fig. 1.47. Transmiterea semnalelor de identificare pe timpul stingerii verticale

Asemenea sistemelor PAL și NTSC și în sistemul SECAM pe palierul posterior al impulsului de stingere linii se transmite subpurtătoarea nemodulată (f_{0R} pentru linia D'_R și f_{0B} pentru linia D'_B). Pentru asigurarea cu precizie a sincronizării pe linii, subpurtătoarele se restabilesc la cca 7 μs de la începutul impulsului de stingere linii.

În fig. 1.48 este prezentată oscilograma impulsului de stingere pe orizontală, în sistemul SECAM, pentru o linie activă.

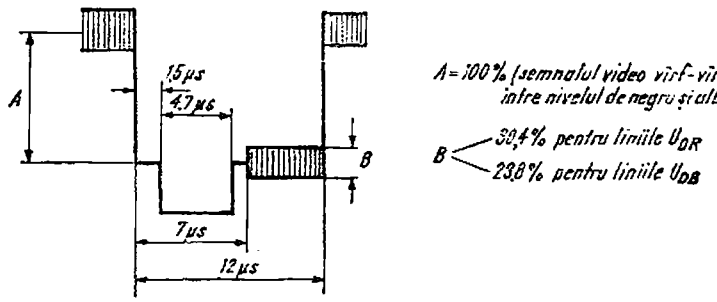


Fig. 1.48. Intervalul de stingere linii în sistemul SECAM

Transmiterea subpurtătoarelor pe palierul posterior al impulsului de stingere pe linii se face din următoarele considerente:

— permite saturarea limitatoarelor și discriminatoarelor de frecvență, eliminînd zgomotul specific la recepția semnalelor MF, în absența purtătoarei;

— constituie o frecvență de referință pentru ca discriminatoarele semnalelor U_{DR} și U_{DB} să funcționeze corect de la începutul fiecărei linii și even-

tual se realizează o corecție a derivei lor; astfel se înlătură regimul tranzitoriu (de la începutul fiecărei linii) de intrare în funcțiune a discriminatoarelor din receptor în partea vizibilă a imaginii;

— servește la identificarea pe linii. În ultimul timp, constructorii de televizoare SECAM folosesc prezența subpurtătoarelor f_{0R} și f_{0B} pe palierul impulsului de stingere linii, pentru comanda comutatorului din receptor, în locul semnalelor de identificare pe cadre.

Faza celor două subpurtătoare nemodulate transmise respectă legea de inversare (0° sau 180°) din trei în trei linii și la începutul fiecărui semicadru, în concordanță cu faza semnalelor U_{DR} și U_{DB}, transmise pe cursele active de linii.

Menționăm că pe durata impulsurilor de egalizare, postegalizare și sincronizare pe verticală subpurtătoarele sînt suprimate pentru a asigura sincronizarea corectă pe cadre a receptoarelor.

1.9.5. Semnalul video complex color SECAM

Semnalul video complex color SECAM reprezintă suma semnalului de luminanță cu semnalele de crominanță modulate și de identificare a culorii. Pe două linii succesive semnalul diferă în mod esențial datorită transmisiei secvențiale a informației de culoare: U_{DR} sau U_{DB}.

În fig. 1.49 se prezintă forma semnalului video complex pe două linii pentru mira de bare colorate cu saturație de 75%.

Amplitudinea maximă a semnalului video de luminanță (între negru și alb) este considerată 1 sau 100%. Semnalele de crominanță modulate U_{DR} și U_{DB} au amplitudinea vîrf la vîrf pentru regim permanent exprimată în procente din amplitudinea semnalului video maxim.

1.9.6. Concluzii asupra sistemului SECAM

Comparativ cu sistemul NTSC, acest sistem se bucură de o serie de avantaje ce decurg din folosirea modulației de frecvență:

— insensiblitatea la variațiile de fază ale semnalului video de luminanță;

— înregistrarea magnetică video se poate face cu magnetoscoape utilizate în TV — AN.

Dintre deficiențele sistemului putem enumera:

— în cazul transmisiei unor tranziții de culoare de amplitudine mare (ca urmare a limitării deviației de frecvență) imaginea redată manifestă o serie de perturbații caracterizate prin apariția unor benzi gri în zona trecerilor de la o culoare la alta, remarcate în special pe mira de bare colorate;

— se manifestă o mai mare sensibilitate față de zgomotul de fond; dacă în televiziunea alb-negru, scăderea pronunțată a semnalului util se manifestă prin perturbații ale luminozității cunoscute sub numele de „purici", la recepția semnalului SECAM, cînd se atinge pragul de funcționare al dis-

criminatoarelor, manifestarea se caracterizează prin apariția unor liniuțe colorate denumite (datorită formei și culorii lor) „peștișori de aur";

— zona de recepție este mai redusă ca la sistemul PAL și NTSC în regiunile cu relief muntos;

— echipamentul de studio este destul de complicat.

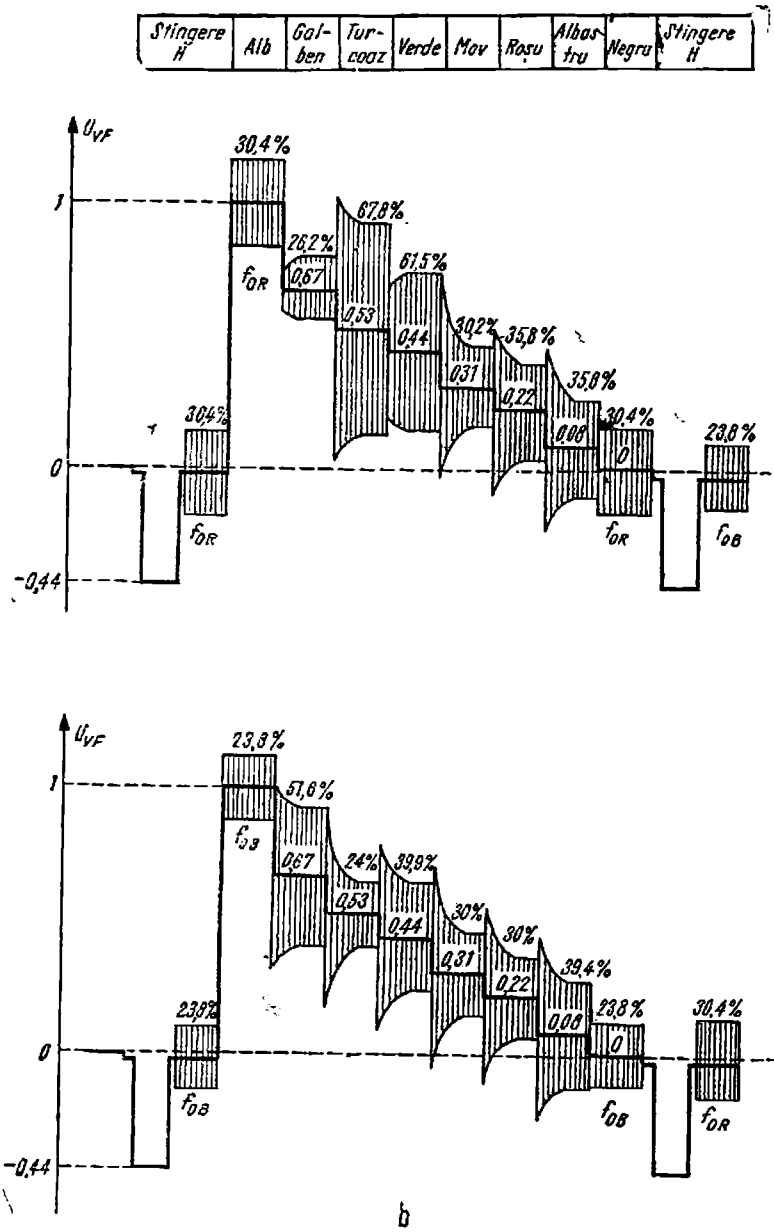


Fig. 1.49. Semnalul video complex color SECAM pentru mira de bare colorate cu saturație 75%: *a* — pe linia D'_R ; *b* — pe linia D'_B

1.10. Transmiterea semnalelor de televiziune

1.10.1. Generalități

Transmisia programelor de televiziune la distanță se efectuează după metoda generală de transmisie a informației care conține o sursă de informație, un canal de transmisie și observatorul. Lanțul de transmisie poate fi reprezentat ca în fig. 1.50.

Codarea și decodarea se referă la cazul cînd transmisia se face în culori. Pe lanțul de transmisie — din cauze foarte diverse — pot apare distorsiuni ale semnalelor și perturbații.

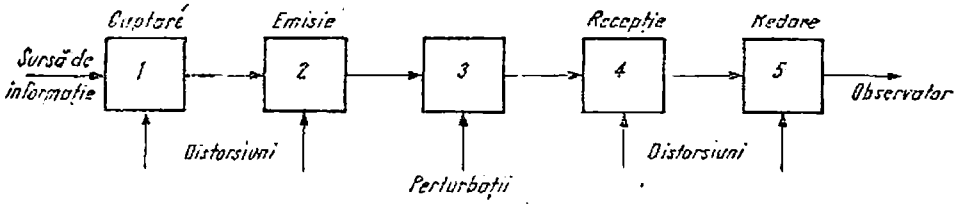


Fig. 1.50. Schema lanțului de transmisie TV: *1* — traductor; *2* — codare și modulare; *3* — canal; *4* — demodulare și decodare

Transmisia se face utilizînd o modulație adecvată care translatează spectrul de VF în domeniul frecvențelor radio (RF). Domeniul în care se translatează este mai mare de 50 MHz, mergînd pînă la 230 MHz pentru benzile I, II, III și pînă la 1 000 MHz pentru benzile IV și V.

Spectrul de video frecvență modulează de regulă în amplitudine o purtătoare de imagine cu frecvența minimă de aproximativ 50 MHz. Aceasta datorită faptului că frecvența video maximă este de ordinul a 5—6 MHz (în funcție de normă), iar pentru o reproducere corectă se știe că frecvența purtătoare MA trebuie să fie de cel puțin opt ori mai mare ca cea mai înaltă frecvență a semnalului modulator. Pe de altă parte frecvențele sub 50 MHz sînt alocate diferitelor transmisii de radiodifuziune sau profesionale.

1.10.2. Canalul de televiziune. Norme

Difuzarea unui program de televiziune presupune transmisia simultană a informației video și a sunetului însoțitor.

După cum am arătat, spectrul de VF modulează în amplitudine o purtătoare de imagine (f_{pi}). Din motive de utilizare rațională a benzilor de RF, banda laterală superioară se transmite integral, iar banda laterală inferioară se limitează. O astfel de transmisie poartă numele de transmisie cu rest de bandă laterală (RBL).

Pentru transmisia programului sonor însoțitor, se folosește în cele mai multe cazuri o purtătoare de sunet (f_{ps}) modulată în frecvență. Aceasta împreună cu benzile laterale este dispusă în partea superioară a spectrului de RF rezultat ca urmare a modulației video.

Ecartul de frecvență dintre f_{pi} și f_{ps} este o caracteristică a transmisiei programelor de TV.

Banda de frecvenţe radio ocupată de purtătoarea de imagine modulată MA cu RBL şi purtătoare de sunet cu benzile laterale aferente poartă denumirea de canal de televiziune.

În fig. 1.51. este reprezentată caracteristica de frecvenţă a unui canal de TV pentru norma OIRT.

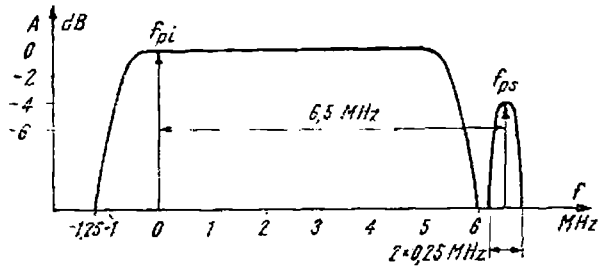


Fig. 1.51. Canalul de TV — OIRT. Caracteristica de frecvenţă

După cum se vede, diferenţa dintre f_{ps} şi f_{pi} este de 6,5 MHz, banda laterală inferioară video este limitată la 1,25 MHz în timp ce banda laterală superioară este transmisă integral (6 MHz). Banda ocupată de purtătoarea de sunet împreună cu benzile laterale este $f_{ps} \pm 0{,}25$ MHz. Rezultă o lărgime de bandă a canalului de 8 MHz. Frecvenţele caracteristice fiecărui canal fac parte dintr-un domeniu de frecvenţă:

— domeniul FIF (foarte înaltă frecvenţă) = 30 — 300 MHz;
— domeniul UIF (ultra înaltă frecvenţă) = 300 — 3000 MHz.

În cadrul fiecărui domeniu de frecvenţă există spaţii bine stabilite prin norme în care se dispun spectrele de frecvenţă ale canalelor TV.

Aceste spaţii cuprind o succesiune de canale în ordine crescătoare şi poartă denumirea de benzi. Astfel, pentru norma OIRT benzile ocupă aproximativ următoarele game de frecvenţă:

- banda I — (49 — 66) MHz, canalele 1, 2;
- banda II — (76 — 100) MHz, Canalele 3 — 5;
- banda IV — (470 — 622) MHz, Canalele 21 — 39;
- banda V — (622 — 790) MHz canalele 40 — 60.

Programele de TV—AN precum şi cele trei sisteme de TVC se transmit în cadrul unor norme care diferă între ele atît prin repartiţia frecvenţelor canalelor cît şi prin structura semnalelor de VF şi sunet. În prezent există o mare varietate de norme sau standarde TV, mergîndu-se pînă acolo încît chiar în aceeaşi ţară (Franţa) să fie în vigoare simultan mai multe norme.

Tabelul 1.7 prezintă caracteristicile de bază ale normelor TV utilizate în lume.

1.10.3 Mira de televiziune şi parametrii principali ai imaginii TV

Pentru verificarea rapidă a calităţii imaginii pe care o poate asigura un lanţ de televiziune se folosesc mire universale calculate în funcţie de caracteristicile fiecărui standard. Acestea reprezintă o imagine statică transmisă de studioul de televiziune care permite ajustarea corectă a diferitelor reglaje accesibile parţial şi telespectatorului.

Tabelul 1.7

Nr.	Parametrul	Norma	A	B	D	E	G	H	I	K	K_1	L	M	N
		Organizația sau țara de origine	Anglia	CCIR Gerber	OIRT	Franța	CCIR Gerber	CCIR	Anglia	OIRT modificată	OIRT modificată	Franța	RTMA	RTMA
		Domeniul de frecvență	FIF	FIF	FIF	FIF	FIF/CIF	UIF	FIF/UIF	UIF	FIF/UIF	UIF	FIF/ UIF	FIF/UIF
1	Numărul de linii		405	625	625	819	625	625	625	625	625	625	525	525
2	Frecvența semicadrelor (Hz)		50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	60	50
3	Frecvența cadrelor (Hz)		25	25	25	25	25	52	25	25	25	25	30	25
4	Frecvența liniilor (Hz)		10.125	15.625	15.625	20.475	15.625	15.625	15.625	15.625	15.625	15.625	15.750	15.625
5	Banda video maximă (MHz)		3	5	6	10	5	5	5,5	6	5	6	4,2	4,2
6	Diferența dintre purtătoarea de sunet și purtătoarea de imagine (MHz)		3,5	5,5	6,5	11,15	5,5	5,5	6	6,5	6,5	6,5	4,5	4,5
7	Rest de bandă laterală (MHz)		0,75	0,75	0,75	2	0,75	1,25	1,25	0,75	1,25	1,25	0,75	0,75
8	Polaritatea modulației video		+	—	—	+	—	—	—	—	—	+	—	—
9	Tipul modulației sunetului		MA	MF	MF	MA	MF	MF	MF	MF	MF	MF	MF	MF
10	Lărgimea canalului de RF (MHz)		5	7	8	14	8	8	8	8	8,5	8	6	6
11	Raportul puterilor efective emise ale imaginii și sunetului		4/1	5/1 ÷ 10/1	2/1 ÷ ÷ 5/1	4/1	5/1÷10/1	5/1	5/1	2/1÷10/1	2/1÷5/1	8/1	10/1÷5/1	10/1÷5/1

În fig. 1.52 este prezentată mira emisă de televiziunea română în sistemul PAL.

Parametrii principali ai imaginii TV recepționate care pot fi apreciați și reglați cu ajutorul acestei mire sînt după cum urmează.

a) Formatul și centrarea imaginii.

Mira conține o grilă de pătrate formate din linii verticale și orizontale albe pe un fond gri. Amplitudinea semnalului video corespunzător caroiajului

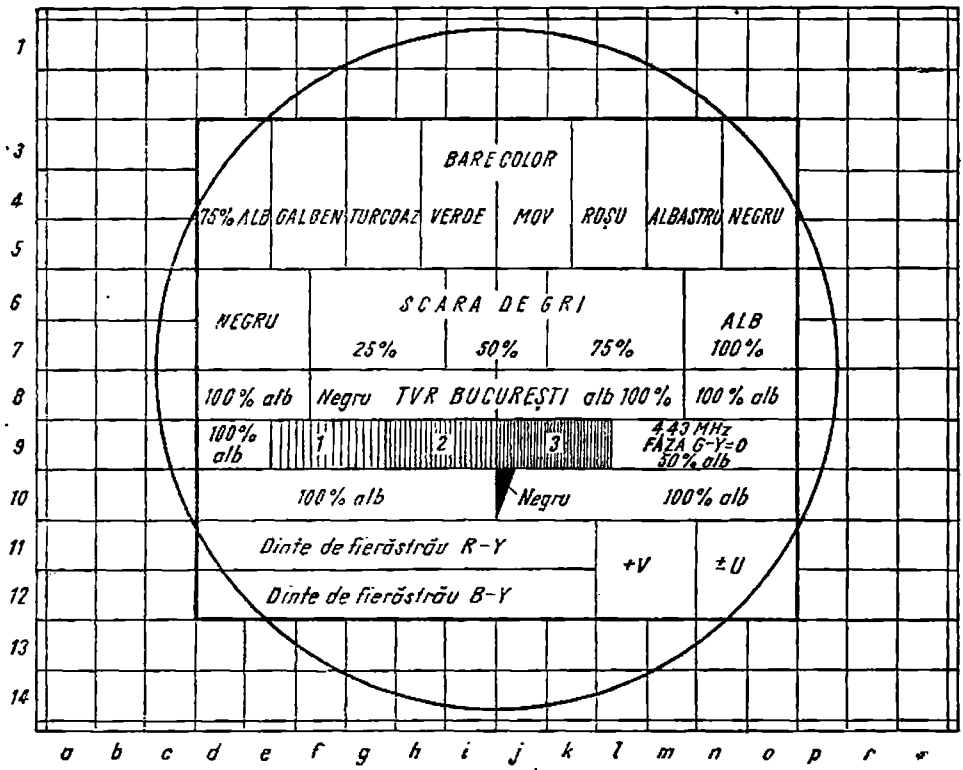


Fig. 1.52. Mira emisă de televiziunea română în sistemul PAL

de linii albe este de 100%, iar pentru fondul gri de 25%. Pătratele pe verticală sînt numerotate de la 1 la 14 iar pe orizontală marcate de la *a* la *s*.

Acționînd asupra reglajelor de dimensiune pe verticală și orizontală precum și asupra dispozitivelor de centrare, trebuie să se obțină o încadrare și un format corect.

La un televizor în stare normală de funcționare, reglajele de dimensiune trebuie să permită acoperirea în întregime a ecranului tubului cinescop cu posibilitate de depășire a marginilor de 0,5—2 cm. De asemenea prin operația de centrare a imaginii trebuie să se asigure deplasarea întregului rastru pe distanțe de 1 — 2 cm.

b) Distorsiunile geometrice de formă ale rastrului.

Distorsiunile de formă ale rastrului numite și distorsiuni de contur reprezintă abaterile în sens vertical și orizontal de la forma ideală cu contur dreptunghiular. Ca urmare a unor distorsiuni în baleiajul vertical și orizontal rastrul poate avea următoarele forme: trapez, butoi sau pernă. Pentru co-

rectarea acestor distorsiuni se reduc dimensiunile H și V sub dimensiunile ecranului și în cazul televizoarelor alb-negru se acționează asupra magneților de corecție de pe bobina de deflexie, iar în cazul televizoarelor în culori, asupra reglajelor de corecție E—V și N—S.

c) Distorsiunile geometrice de neliniaritate.

Sînt cauzate de neliniaritatea curenților prin bobinele de deflexie. Efectul acestor neliniarități se manifestă pe mira de control prin faptul că cercul capătă forma unui ou, iar pătratele caroiajului se transformă în dreptunghiuri.

Pentru remedierea lor se acționează reglajele de liniaritate din etajele de baleiaj orizontal și vertical.

d) Contrastul imaginii.

Reprezintă raportul strălucirilor a două porțiuni ale imaginii care diferă între ele cel mai mult din punt de vedere al luminanței. Dacă în natură imaginile ce urmează a fi transmise prezintă un raport de cca 2000, redarea lor pe un cinescop este considerată acceptabilă dacă se realizează un contrast de ordinul a 30—50.

Contrastul imaginii permite aprecierea nivelului semnalului video care comandă tubul cinescop.

Mira emisă de televiziunea română conține pe rîndurile 6 și 7, coloanele de la *d* la *o*, cinci trepte de contrast: negru, gri 25%, gri 50%. gri 75% și alb 100%.

Reglajul de contrast al unui televizor este dependent de reglajul de strălucire. Cele două reglaje trebuie acționate alternativ pentru distingerea clară a celor cinci trepte de mină, urmărind în mod special obținerea zonelor negre și albe (100%).

În cazul recepției mirei pe un televizor alb-negru, se mai poate distinge o scară de gri pe rîndurile 3, 4, 5, coloanele *d* la *o*. Scara conține 8 trepte de contrast de la negru la alb 75%. Ea este vizibilă și pe ecranele televizoarelor color cînd se suprimă saturația culorilor și permite evaluarea strălucirii barelor colorate care trebuie să fie în concordanță cu curba vizibilității relative a ochiului.

e) Uniformitatea strălucirii fondului imaginii.

Denaturările în ceea ce privește repartiția strălucirii pe fondul imaginii pot fi apreciate urmărind uniformitatea strălucirii pătratelor cenușii din afara cercului.

În interiorul cercului aceasta se poate determina urmărind strălucirea pe fiecare treaptă de gri descrisă la paragraful anterior sau pe zonele de alb 100% și negru (rîndurile 8, 9, 10).

f) Focalizarea.

Prin acționarea reglajului de focalizare al unui televizor se caută să se obțină un spot luminos de dimensiuni cît mai mici care să permită redarea pe ecran a unui număr cît mai mare de detalii fine. Pentru aprecierea focalizării se vizualizează caroiajul de linii fine albe. Întrucît liniile orizontale conțin un semnal video corespunzător albului cu nivel 100% și au durata egală cu timpul în care se descrie o singură cursă directă (52 μs), un reglaj corect de focalizare presupune obținerea unei linii cît mai subțiri, urmărind ca la acționarea reglajului de strălucire lățimea ei să se modifice foarte puțin.

g) Definiția imaginii.

Reprezintă capacitatea receptorului de a reproduce pe ecran detaliile cele mai fine transmise precum și trecerile bruște de la o strălucire maximă la una redusă.

Definiția imaginii denumită în practică și finețea imaginii se apreciază separat pe orizontală și verticală întrucît reproducerea detaliilor pe cele două axe depinde de caracteristici diferite.

Definiția pe orizontală depinde direct de caracteristica amplitudine-frecvență globală a receptorului și de focalizarea fasciculului. Aprecierea ei pe mină se poate face urmărind pe de o parte vizibilitatea cîmpurilor transmise pe rîndul 9 care conține semnale video cu frecvențele de 1, 2 și 3 MHz, iar pe de altă parte prin lățimea liniilor verticale albe ale caroiajului care trebuie să fie cît mai apropiate de aceea a liniilor orizontale.

Definiția pe verticală depinde de numărul de linii prevăzut în standardul TV, de calitatea întrețeserii și de focalizare. Ea este un parametru mai puțin utilizat în practică. De regulă prin noțiunea de definiție se înțelege definiția pe orizontală.

h) Calitatea întrețeserii.

Toate normele de TV folosesc o explorare întrețesută, adică transmiterea unei imagini complete se face prin două semicadre distincte caracterizate prin faptul că liniile pare sînt plasate echidistant printre liniile impare.

Perturbarea explorării întrețesute se caracterizează prin modificarea distanței dintre două linii consecutive ajungîndu-se chiar la suprapunerea lor și în felul acesta la reducerea definiției pe verticală.

Pentru aprecierea acestui parametru se mărește exagerat dimensiunea verticală și se măsoară distanța dintre două linii succesive.

De asemenea întrețeserea mai poate fi apreciată urmărind segmentele albe care compun cercul mirei în zonele dinspre colțurile imaginii. În cazul unei explorări corecte acestea se dispun urmărind perfect conturul cercului. În caz contrar apare o zimțare a conturului. Calitatea explorării întrețesute depinde de reglajele de sincronizare și liniaritate cadre. De aceea înainte de aprecierea ei se impune un reglaj atent de liniaritate și sincronizare V.

i) Reproducerea frecvențelor video joase. Dîre.

În cazul transmiterii unor porțiuni mari de imagine cu strălucire constantă, este posibil ca în receptor să apară distorsiuni ale palierului impulsurilor cu durată mare care se manifestă prin neuniformitatea strălucirii în direcție orizontală.

Aprecierea acestui parametru se face urmărind zonele de alb 100% și zona neagră de pe rîndul 8 al mirei de control.

O reproducere incorectă a frecvențelor joase de către receptor se manifestă atît prin neuniformitatea fondului negru sau alb, cît și prin apariția unor cozi gri în partea din dreapta a zonei negre care pătrunde deci peste zona albă. Din punct de vedere practic se spune că imaginea prezintă dîre sau este mînjită.

j) Reproducerea fecvențelor video înalte.

Aceasta este strîns legată de definiția imaginii pe orizontală și de focalizare. O atenuare a caracteristicii de amplitudine-frecvență a lanțului de imagine în zona frecvențelor video înalte se traduce pe mină printr-o imagine neclară. Liniile fine albe verticale ale caroiajului apar mai puțin luminoase și conturul lor este nedefinit. De asemenea trecerile bruște de la alb la negru sînt mai puțin conturate, scrisul din centrul mirei este neclar.

Dacă dimpotrivă, aceste frecvențe sînt amplificate excesiv atunci pe imagine pot apare dubluri iar în unele cazuri imaginea capătă un aspect denumit „plastic".

Trebuie să facem observaţia că aprecierea răspunsului la frecvenţe video înalte şi joase presupune existenţa unei antene corespunzătoare, lipsa de reflexii precum şi acordul corect al selectorului de canale pe post.

Menţionăm că accentuarea sau dezaccentuarea frecvenţelor înalte poate fi mult influenţată de aceşti factori şi în special de un acord necorespunzător al televizorului.

k) Imagini repetate sau multiple.

Dintre cauzele care produc astfel de imagini putem enumera: datele constructive ale antenei nu corespund cu canalul recepţionat, adaptarea incorectă a impedanţei antenei cu impedanţa bornei de antenă a receptorului, orientare necorespunzătoare a antenei, forme de relief accidentate precum şi existenţa unor clădiri înalte care fac ca pe lîngă unda recepţionată direct să se recepţioneze şi unde reflectate.

Reflexiile semnalelor de televiziune se pot pune în evidenţă pe mira de control prin multiplicarea liniilor verticale fine albe ale caroiajului, prin multiplicarea conturului cercului, a literelor din centru sau a triunghiului negru de pe rîndul 10.

l) Zgomote suprapuse pe imagine.

Din punct de vedere al originilor acestea pot fi: zgomote de fluctuaţie şi zgomote periodice.

Zgomotele de fluctuaţie au o pondere importantă în special în cazul recepţiei unor semnale la mari distanţe. Acestea reduc definiţia şi contrastul datorită licăririi haotice a strălucirii elementelor imaginii. Prezenţa acestora pe imaginea recepţionată indică necesitatea verificării instalaţiei de antenă, a amplificării etajelor de frecvenţă înaltă precum şi a sistemului de RAA.

Zgomotele periodice denumite şi „moire" pot apare atît pe lanţul de transmisie al semnalelor TV cît şi în receptor şi sînt cauzate de suprapunerea peste semnalul util a unor oscilaţii parazite de înaltă frecvenţă.

În practică această suprapunere poate avea loc în etajele de radiofrecvenţă prin fenomenul de intermodulaţie.

În funcţie de frecvenţa zgomotului sinusoidal, perturbaţia se poate manifesta pe ecran prin benzi mobile sau staţionare — orizontale, verticale sau înclinate — albe şi negre.

Dacă oscilaţia perturbătoare are frecvenţa egală cu un multiplu al frecvenţelor de explorare pe orizontală sau verticală, benzile parazite sînt staţionare fiind verticale sau respectiv orizontale.

Un loc aparte îl ocupă perturbaţiile periodice cu frecvenţa reţelei de alimentare care pot pătrunde atît în lanţul video cît şi în etajele de baleiaj, efectul lor fiind deosebit de neplăcut Pentru înlăturarea efectelor variaţiilor de amplitudine şi frecvenţă ale tensiunii reţelei, televizoarele sînt echipate cu stabilizatoare.

După cum am arătat la început, mira televiziunii române este o mină în culori pe sistemul PAL. Cu ajutorul ei se pot aprecia o serie de *parametri specifici TVC* după cum se prezintă în cele ce urmează.

a) Convergenţa.

Reprezintă proprietatea fasciculelor de roşu, verde şi albastru de a se încrucişa în orificiile măştii perforate.

Pentru aprecierea ei se vizualizează caroiajul de linii fine care în cazul unei convergenţe perfecte trebuie să fie alb pe fond gri. Cu ajutorul lui se pot pune în evidenţă erori de convergenţă verticale şi orizontale. Acestea se manifestă prin faptul că linia verticală, respectiv orizontală este „spartă" în 2—3 linii avînd culorile primare.

b) Saturația și nuanța.

Mira de control conține pe rîndurile 3, 4 și 5, coloanele de la *d* la *o*, opt bare colorate standard cu saturație 75%. Culorile componente sînt culorile primare, culorile complementare culorilor primare și în plus două bare—alb și negru — care reprezintă extremele de strălucire. În cazul unui televizor în perfectă stare de funcționare ordinea lor este ordinea impusă de luminanța corespunzătoare fiecărei culori componente. La manevrarea comenzii de saturație a televizorului aspectul acestor bare variază de la trepte de luminanță necolorate la bare colorate saturate.

c) Faza subpurtătoarei aplicată demodulatoarelor sincrone.

Pentru extragerea semnalelor video E'_U și E'_V din semnalele modulate U_U și U_V, demodulatoarelor sincrone respective trebuie să li se aplice o subpurtătoare cu fază identică cu aceea de la emisie înainte de suprimarea ei. O eroare de fază se va traduce prin reducerea amplitudinii semnalelor video demodulate ajungînd în cazul unui defazaj de 90° chiar la anularea lor.

Pentru aprecierea acestor defazaje și reglarea operativă, pe rîndurile 11 și 12, coloanele *n* și *o*, se transmite un cîmp care conține o subpurtătoare cu frecvența de 4,43 MHz, a cărei fază este alternată cu 180° de la linie la linie. Cîmpul poartă simbolul $\pm U$.

Pe rîndurile 11 și 12 coloanele *l* și *m* există un alt cîmp, denumit $+V$, pe care se transmite aceeași subpurtătoare de 4,43 MHz dar cu un defazaj constant de 90°. Nivelul de luminanță al celor două cîmpuri este de 37,5% din nivelul albului.

În cazul unui decodor corect reglat se ajunge în situația că între subpurtătoarele refăcute în receptor și semnalele aplicate de la emisie demodulatoarelor sincrone (pe aceste cîmpuri) există un defazaj de 90°. Acest lucru face ca semnalele video demodulate să fie nule, ceea ce înseamnă că cele două cîmpuri trebuie să fie incolore.

d) Faza căii întîrziate din decodor.

Linia de întîrziere cu durata de cca 64μs necesară obținerii semnalelor modulate U_U și U_V are la cele două capete circuite de adaptare care permit reglajul fin al timpului de întîrziere și deci al fazei.

Pentru aprecierea fazei căii întîrziate și reglarea operativă a ei se vizualizează barele colorate descrise la punctul *b* care pentru un decodor corect reglat nu trebuie să prezinte striațiuni de linii fine orizontale.

e) Egalizarea amplitudinilor semnalelor pe calea directă și întîrziată.

În vederea funcționării corecte a matricei PAL din decodor, semnalele de la ieșirile căii directe și întîrziate trebuie să fie perfect egale. Acest lucru se poate observa urmărind cîmpurile $\pm U$ și $+V$, care în cazul unui reglaj corect nu trebuie să prezinte structură vizibilă de linii fine orizontale.

f) Liniaritatea căii de semnal.

Pe rîndurile 11 și 12, coloanele de la *d* la *k* se transmit două semnale denumite „dinte de ferăstrău" $R-Y$ și respectiv $B-Y$.

Pe aceste cîmpuri luminanța variază uniform de la amplitudinea maximă la zero. Saturația celor două semnale de asemenea variază de la maxim la zero. Reducînd reglajul de saturație al televizorului la zero și vizualizînd aceste cîmpuri putem aprecia liniaritatea căii de luminanță, demodulatorului video etc.

Reglînd saturaţia pe maxim combinat cu un reglaj corespunzător al contrastului şi luminozităţii se poate determina vizual liniaritatea căii de crominanţă.

g) Eroarea de matriciere a semnalului $E'_G - E'_Y$.

Pe rîndul 9 şi coloanele de la *l* la *o*, se transmite un semnal de 4,43 MHz modulat corespunzător unui semnal video diferenţă de culoare $E'_G - E'_Y = 0$. Considerînd relaţia (1.33) îndeplinită, rezultă un raport al semnalelor diferenţă de culoare transmise în acest caz:

$$\frac{E'_R - E'_Y}{E'_B - E'_Y} = -\frac{0{,}19}{0{,}51} = -0{,}37$$

Acest raport corespunde la o fază de 147°.

Deci cu alte cuvinte, semnalul transmis pe această zonă este un semnal de 4,43 MHz cu faza de 147° ceea ce determină pe ecranul unui televizor corect reglat o nuanţă de portocaliu spre maro. Întrucît nuanţa culorii acestui cîmp este determinată de faza subpurtătoarei transmise (deci de raportul semnalelor diferenţă de culoare), aceasta înseamnă că putem aprecia vizual ponderarea semnalelor $E'_R - E'_Y$ şi $E'_B - E'_Y$ în receptor. Conţinutul de culoare acoperă 80% din cîmp, extremităţile fiind necolorate.

1.11. Propagarea cîmpului electromagnetic

1.11.1. Generalităţi

Dacă un conductor este parcurs de un curent electric variabil, în jurul lui se produc un cîmp magnetic şi un cîmp electric, ambele variabile. Rezultanta acestor cîmpuri este cîmpul electromagnetic. În literatura de specialitate se demonstrează că orice sistem care produce cîmp electromagnetic variabil poate radia în spaţiu unde electromagnetice. Pentru ca radiaţia să fie eficientă trebuie ca frecvenţa cîmpului e.m. să fie ridicată şi dimensiunile sistemului radiant să fie comparabile cu lungimea de undă. Aceste unde sînt generate de antenele de emisie care reprezintă circuite oscilante deschise. Undele e.m. se propagă în spaţiu cu viteza luminii şi sînt caracterizate prin: lungimea de undă (λ), intensitate, polarizare. Lungimea de undă reprezintă distanţa parcursă în spaţiu timp de o perioadă de oscilaţie:

$$\lambda = c \cdot T = \frac{c}{f} \tag{1.42}$$

unde *c* reprezintă viteza de propagare a luminii în vid (300.000 km/s). Dacă propagarea are loc într-un mediu caracterizat prin constantă dielectrică relativă ε_r şi permeabilitate relativă μ_r, atunci avem:

$$\lambda = \frac{c}{f} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}} \tag{1.43}$$

La distanţe mari de antenă comparativ cu λ, undele electromagnetice sînt plane şi se caracterizează prin doi vectori: intensitatea cîmpului electric *E* şi intensitatea cîmpului magnetic *H*. Ei sînt perpendiculari pe direcţia de propagare. Amplitudinea lor variază în timp cu frecvenţa semnalului emis. (fig. 1.53).

Planul care conține vectorul $\vec{E}$ se numește plan de polarizare. Dacă acest plan este orizontal sau vertical atunci undele sînt polarizate orizontal respectiv vertical. Acestea induc o tensiune maximă numai în conductoarele aflate

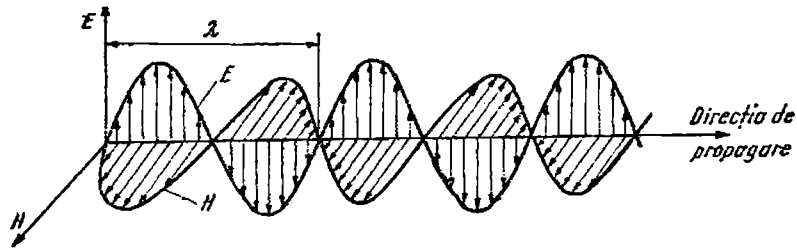


Fig. 1.53. Variația în timp a cîmpului electromagnetic

în același plan de polarizare. Undele polarizate orizontal se folosesc în special în transmisiile TV întrucît aceste unde sînt mai puțin reflectate și atenuate de suprafața pămîntului.

Pentru aprecierea cantitativă a cîmpului electromagnetic se folosește o unitate de măsură denumită volt/metru care caracterizează de fapt intensitatea cîmpului electric. Prin intermediul ei se poate determina ce tensiune electrică se induce într-un conductor cu lungimea de un metru cînd acesta e intersectat cu viteza luminii de unda e.m.

1.11.2. Propagarea undelor de radio frecvență

Propagarea undelor radio într-un mediu omogen se face în linie dreaptă. În practică însă datorită cauzelor analizate mai jos, undele pot fi supuse unor fenomene de reflexie, refracție, difracție, rotirea planului de polarizare. Ponderea acestor fenomene este strîns legată de lungimea de undă.

Reflexia undelor radio poate avea loc în cazul cînd pe direcția de propagare a lor a apărut un obstacol în care se induc curenți electrici variabili. Aceștia la rîndul lor dau naștere la cîmpuri electromagnetice secundare rezultînd unde reflectate. Reflexia electromagnetică respectă aceleași legi ca și reflexia optică. Ea este mult mai accentuată în cazul corpurilor metalice. În practică, reflexia undelor radio este determinată de formele de relief, de existența clădirilor înalte în cazul orașelor, neuniformitățile din troposferă, compoziția ionosferei etc.

Datorită neuniformității diferitelor straturi ale atmosferei, viteza de propagare nu este constantă și poate apare un fenomen de *refracție* caracterizat prin curbarea direcției de propagare. În condiții meteo speciale este posibil ca schimbarea de direcție să se facă astfel încît undele radiate în sus să se întoarcă pe pămînt rezultînd *reflexii* și în felul acesta distanța de propagare crește considerabil.

În cazul în care dimensiunile obstacolelor întîlnite sînt comparabile cu lungimea de undă, atunci suprafața lor poate reradia undele în toate direcțiile. Fenomenul se numește *difracție* și practic datorită lui undele radio pot „ocoli" aceste obstacole.

Suprafața pămîntului poate produce unde de difracție pe gama undelor lungi iar vîrfurile munților pentru undele ultrascurte.

După natura mediului în care are loc propagarea, undele se pot clasifica după cum se prezintă în continuare.

a) Unde terestre — sînt compuse din unde spațiale și unde de suprafață. În fig. 1.54 se prezintă componentele undei spațiale și anume: unda directă și unda reflectată. Înălțimile la care sînt situate antenele de emisie și recepție sînt h_1 și respectiv h_2.

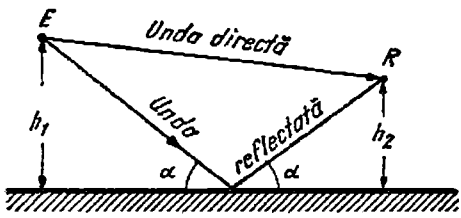


Fig. 1.54. Unda spațială

Unda de suprafață este acea undă care se propagă de-a lungul suprafeței pămîntului. Cînd antenele de emisie și recepție sînt plasate la suprafața pămîntului, unda terestră este formată numai din unde de suprafață.

b) Unde troposferice — sînt componente ale undelor electromagnetice radiate de emițător și care sînt reflectate de troposferă către receptor. Troposfera reprezintă zona din atmosferă cu limita superioară de 10—12 km. Ea prezintă un coeficient de reflexie redus și deci intensitatea undelor reflectate este mică. Totuși aceste unde prezintă importanță în zonele de umbră ale pămîntului unde antena de recepție se află sub limita de vizibilitate.

c) Unde ionosferice — sînt componentele undelor electromagnetice care ajung la antena de recepție prin reflexie sau refracție în ionosferă. Ionosfera reprezintă o zonă din atmosferă cuprinsă aproximativ între 60—250 km, care este compusă din gaze în cantitate mică și o concentrație de ioni pozitivi, negativi și electroni liberi.

În funcție de concentrația de ioni cu bună conductibilitate, ionosfera este compusă din mai multe straturi: D (60—80 km), E (90—130 km), F (180—250 km) etc.

Gradul de ionizare variază în funcție de ciclul solar, anotimp sau ora zilei.

1.11.3. Propagarea undelor din gamele de radiodifuziune și TV

Domeniul de frecvență alocat difuzării către marele public a programelor radio și TV este foarte vast și ca urmare influența tuturor factorilor care pot interveni în propagare se manifestă diferit în funcție de gamele de frecvență utilizate.

a) Undele lungi(UL) — prezintă pronunțate proprietăți de difracție și pot înconjura suprafața pămîntului. Reflexia lor este asigurată de straturile D și E ale ionosferei precum și de apa mărilor și oceanelor. Legăturile utilizate sînt de obicei stabile indiferent de anotimp cu condiția unei puteri mari la emisie.

b) Undele medii (UM) — în timpul zilei sînt atenuate puternic de stratul E și propagarea se face prin unde de suprafață. În timpul nopții, ionosfera le reflectă parțial, propagarea efectuîndu-se prin unde de suprafață și spațiale ceea ce explică recepționarea unor stații foarte îndepărtate.

c) Undele scurte (US) — datorită frecvenței ridicate sînt atenuate de suprafața pămîntului și propagarea prin unde de suprafață este redusă. Ponderea principală o constituie undele spațiale, reflexia avînd loc în ionosferă. Se pot stabili legături la distanțe foarte mari utilizînd puteri relativ mici de emisie. Întrucît structura ionosferei se modifică în permanență, fiecare emi-

ţător trebuie să fie capabil să lucreze pe mai multe frecvenţe. Noaptea se utilizează partea inferioară a gamei (40—100 m) iar ziua, partea superioară (10—30 m).

În punctul de recepţie are loc o variaţie aleatoare a nivelului semnalului recepţionat, fenomen numit „*fading*".

d) Undele metrice acoperă gama UUS pentru radiodifuziune precum şi domeniul FIF în televiziune.

Undele cu lungimea de undă cuprinsă între 5 şi 10 m se propagă în special prin unde terestre şi troposferice şi în anumite situaţii prin unde ionosferice.

Se poate spune că aceste unde se aseamănă ca proprietăţi cu undele luminoase; legăturile stabile se realizează în limitele vizibilităţii directe. Distanţa de vizibilitate directă se poate calcula cunoscînd înălţimile antenelor de emisie (h_1) şi recepţie (h_2) precum şi raza R a pămîntului (6370 km) prin relaţia:

$$D_{max} = \sqrt{2R}\ (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ [\text{km}] \qquad (1.44)$$

e) Undele decimetrice — sînt utilizate în domeniul UIF.

Propagarea lor are loc prin unde terestre şi unde troposferice.

În zonele de relief accidentat fenomenele de reflexie sînt mult mai numeroase decît în cazul undelor metrice. Există cazuri cînd amplitudinile undelor directe şi reflectate sînt egale şi defazate 180°. În această situaţie, unda spaţială este nulă şi recepţia se bazează numai pe unda de suprafaţă şi troposferică.

Cu cît frecvenţa este mai mare, cu atît conductibilitatea solului creşte şi absorbţia undelor de suprafaţă este mai mare, propagarea făcîndu-se în acest caz numai prin unda troposferică.

1.12. Antene

1.12.1. Generalităţi

Rolul antenei de recepţie constă în captarea unei cantităţi de energie din cîmpul electromagnetic şi transformarea ei în semnal electric.

O antenă de recepţie este caracterizată de o serie de parametri electrici din care în continuare vom enumera pe cei mai importanţi.

• *Impedanţa antenei* (Z_a). Reprezintă raportul dintre tensiunea la borne şi curentul care o străbate. Ea este compusă dintr-o componentă activă şi una reactivă. Dacă la o anumită frecvenţă componenta reactivă e nulă se spune că antena este acordată pe acea frecvenţă şi prezintă maximum de randament.

• *Cîştigul antenei* (G_u). Reprezintă raportul dintre tensiunea livrată de antena respectivă pe sarcina adaptată la impedanţa antenei şi tensiunea dezvoltată de antena etalon pe aceeaşi sarcină. În televiziune ca antenă etalon se consideră o antenă dipol în $\lambda/2$. Cîştigul se exprimă în decibeli.

• *Banda de trecere a antenei* (B_{3db}). Se defineşte în mod similar ca la circuitele oscilante (la -3dB) întrucît şi antena prezintă o variaţie a impedanţei sale în jurul frecvenţei de rezonanţă.

• *Directivitatea antenei.* Reprezintă proprietatea pe care o are antena de a recepționa un cîmp în funcție de orientarea ei. Orientarea trebuie făcută după direcția care oferă cîștig maxim. Antenele care nu au nici o direcție preferențială se numesc omnidirecționale.

• *Raportul față-spate.* Reprezintă raportul exprimat în decibeli dintre tensiunea obținută la bornele antenei cînd recepția se face pe direcția maximului principal al caracteristicii de directivitate și tensiunea obținută cînd recepția se face pe direcția opusă.

1.12.2. Antene pentru radioreceptoare

În funcție de componenta cîmpului electromagnetic care excită antenele, acestea se pot clasifica în două categorii: electrice (bare sau fire conductoare orizontale sau verticale) și magnetice (antena cadru). În continuare se vor descrie cele mai utilizate tipuri de antene pentru radioreceptoare.

— *Antenă filară exterioară.* Se prezintă sub formă de Γ sau T fiind instalată la înălțimi mai mari de 10 m și se indică a fi folosită la recepția stațiilor îndepărtate. Firul orizontal se instalează perpendicular pe liniile de alimentare cu energie electrică.

— *Antena telescopică.* Se compune din 5—8 tronsoane metalice tubulare cu diametre descrescînd înspre capătul antenei. Are o lungime de pînă la 1,5 m și se folosește pentru recepția gamelor UL, UM, US, la receptoarele auto sau pentru gamele US și UUS la receptoarele portabile.

Impedanța de intrare are un caracter capacitiv, capacitatea ei putînd fi determinată cu relația aproximativă:

$$C_A = 10\ l\ [\mathrm{pF}]$$

unde l = lungimea antenei în metri.

Pentru o lungime de 1,5 m se obține deci o capacitate de 15 pF. Valoarea mică a capacității antenelor telescopice permite conectarea directă sau prin intermediul unei prize la circuitul de intrare.

Principalul dezavantaj al acestui tip de antenă constă în faptul că această capacitate echivalentă se modifică prin atingere cu mîna sau alte corpuri. Diminuarea influenței corpurilor înconjurătoare asupra circuitului de intrare se face conectînd antena la acesta prin intermediul unei prize.

— *Antena cu ferită.* Este cea mai utilizată antenă pentru gamele de UL și UM. În ultima vreme se folosește și în US și chiar în UUS. Ea se prezintă sub forma unei bare de ferită pe care se montează una sau mai multe bobine care fac parte din circuitul de intrare al radioreceptorului. Liniile de cîmp magnetic în punctul de recepție sînt concentrate datorită permeabilității ridicate a barei de ferită în bobină ca și cum aceasta ar capta în interiorul ei un cîmp magnetic de pe o suprafață mult mai mare. Acest cîmp induce în bobină un semnal electric care depinde de: lungimea și diametrul barei, permeabilitatea materialului magnetic, construcția bobinei. Antena cu ferită prezintă o caracteristică de directivitate sub forma unui opt cu axul perpendicular pe bara de ferită. Acest lucru constituie un avantaj din punct de vedere al reducerii influenței unor stații perturbatoare cu direcție diferită de direcția postului recepționat.

Prin deplasarea bobinei de-a lungul barei de ferită inductanța ei variază în limite largi și în felul acesta se poate regla frecvența de acord a circuitului de intrare. În același timp variază și factorul de calitate. Dacă bobina este

plasată la mijlocul barei de ferită inductanța este maximă dar factorul de calitate este minim.

— *Antena dipol.* Se utilizează atît în gama UUS cît și în televiziune. Lungimea este de aproximativ $\lambda/2$ și de aceea se mai numește și antenă dipol în semiundă.

Din punct de vedere constructiv antenele dipol sînt de două categorii: dipol simplu și dipol îndoit. Dipolul îndoit provine din doi dipoli simpli așezați paralel la o distanță relativ mică comparativ cu λ. În fig. 1.55. se prezintă construcția antenei dipol, forma curenților și tensiunilor precum și caracteristica de directivitate.

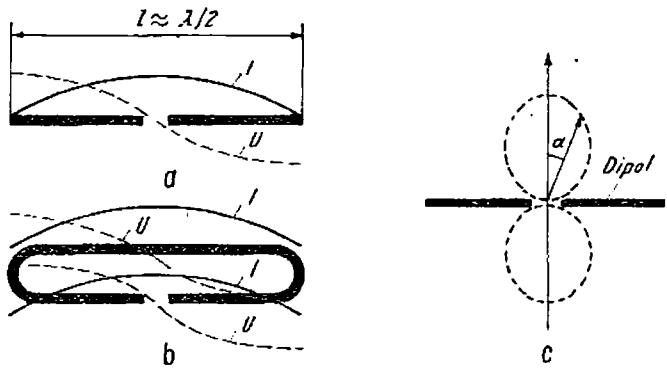


Fig. 1.55. Antena dipol: *a* — dipol simplu; *b* — dipol îndoit; *c* — caracteristica de directivitate

Impedanța dipolului simplu este de aproximativ 75 Ω iar a dipolului îndoit de circa 300 Ω.

La radioreceptoarele staționare antena dipol este de regulă montată în interiorul casetei și este construită din panglică bifilară.

1.12.3. Antene pentru televiziune

— *Antena Yagi.* Sînt cele mai răspîndite tipuri de antene TV. Acestea constau dintr-o combinație de mai multe elemente pasive dispuse paralel de o parte și de alta a dipolului închis (care constituie elementul activ al antenei) numit și vibrator.

Elementele așezate în spatele vibratorului față de sensul din care se face recepția se numesc reflectori, iar cele așezate în fața dipolului se numesc directori. Materialul folosit este cuprul sau aluminiu cu diferite profile.

Este foarte important ca bara metalică care susține elementele să fie pusă la pămînt printr-un conductor de secțiune groasă, aceasta fiind singura metodă radicală care asigură protecția primului tranzistor din selector la descărcări atmosferice.

Cîștigul unei antene Yagi depinde de numărul de elemente. Cu cît numărul lor crește, cu atît cîștigul antenei crește. Există totuși o limită a numărului de elemente peste care nu se mai consideră economică mărirea lui întrucît cîștigul crește nesemnificativ.

Pentru orientare, în tabelul 1.8 se dau cîştigurile antenelor Yagi faţă de un dipol de referinţă, în funcţie de numărul de elemente.

Tabelul 1.8

Numărul de elemente	3	4	5	6	7	8	9	10	11	14	17	22
Cîştigul (dB)	5	6	7	8	8.5	9	9,7	10,2	11	11	12,5	16

Detaliile constructive ale antenelor Yagi cu diferite numere de elemente sînt date în lucrări de specialitate indicate în bibliografia anexată. În cazul în care se urmăreşte obţinerea unui cîştig mai mare (pentru a evita construcţia unei antene Yagi cu un număr de elemente nejustificat de mare), se utilizează grupuri de antene cu număr de elemente mai mic şi conectate pentru a asigura recepţia în fază a semnalului. Un grup de două antene asigură un cîştig cu 2,5—3dB mai bun decît antena simplă, iar un grup de patru antene cu circa 6 dB. Antenele Yagi utilizate în domeniul UIF prezintă particularitatea că ele nu se mai realizează pentru un singur canal ca în FIF ci pentru un grup de circa patru canale.

— *Antene cu vibratori logaritmic-periodici*

Deosebirea principală faţă de antenele Yagi constă în faptul că în locul unui singur dipol alimentat se foloseşte un sistem de mai mulţi dipoli alimentaţi a căror dimensiune variază după o lege logaritmic-periodică. Proprietăţile acestei antene repetîndu-se periodic cu logaritmul frecvenţei fac ca acesta să prezinte o bandă foarte largă combinată cu o foarte bună directivitate. Dipolii îndoiţi sînt interconectaţi cu ajutorul unui calibru bifilar simetric de 240—300 Ω care este răsucit după fiecare dipol. Punctele de conexiune ale cablului de coborîre se găsesc pe cel mai scurt dipol. (fig.1.56).

Prin construcţie, acest tip de antenă asigură un raport faţă-spate bun, nefiind necesar realizarea unui reflector. În cazul cînd se doreşte eliminarea unor perturbaţii prin reflexii care vin din spate, se poate monta un panou reflector dintr-o plasă de sîrmă, care asigură o mărire a raportului faţă-spate cu 6—10 dB.

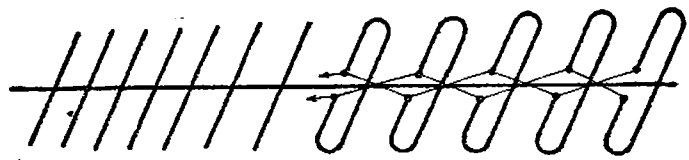


Fig. 1.56. Antena cu vibratori logaritmic-periodici

— *Antene cu reflector în unghi*

Acest tip de antenă constă într-un dipol $\lambda/2$ sau λ plasat în „focarul" unui reflector unghiular (fig.1.57). Datorită dimensiunilor mari, domeniul de utilizare este în UIF.

— *Antena spirală sau elicoidală*

Are avantajul că poate recepţiona semnale de orice polarizare: orizontală, verticală, circulară, eliptică. Ea se compune dintr-un reflector şi un conductor îndoit în formă de spirală (fig. 1.58).

Cîştigul este mare (13 ÷ 16 dB), fiind proporţional cu numărul de spire. De asemenea banda de trecere este mare şi directivitatea pronunţată. Materialul folosit este sîrmă de cupru cu $\varnothing$ = 3-6 mm iar reflectorul este constituit de un disc de tablă sau o ramă cu plasă de sîrmă de Cu. Datorită gabaritului mare se utilizează începînd cu banda III.

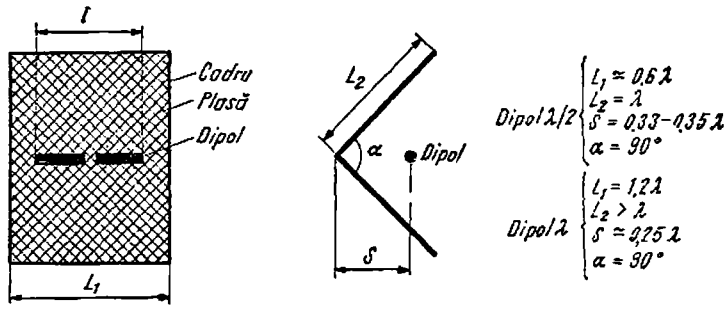


Fig. 1.57. Antenă cu reflector în unghi: *a* — vedere din faţă; *b* — vedere laterală

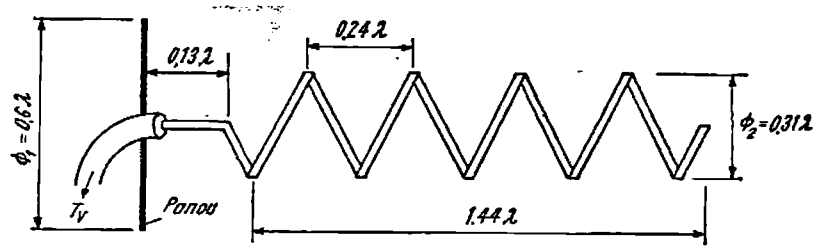


Fig. 1.58. Antena elicoidală

1.13. Linii de transmisie. Adaptarea şi simetrizarea antenelor

1.13.1. Generalităţi

Pentru cuplarea antenei cu bornele de intrare ale unui receptor se folosesc linii de transmisie de înaltă frecvenţă care se prezintă sub diferite forme.

O linie de transmisie se poate asimila cu un circuit rezonant cu constante *(L,C,R)* distribuite şi are ca parametru principal impedanţa sa caracteristică *(Z_0)* a cărei valoare depinde de datele constructive. Impedanţa caracteristică poate fi privită ca o rezistenţă pe care o opune linia, undei electromagnetice care se propagă de-a lungul ei.

Dacă se cunosc inductanţa (*L*) şi capacitatea *(C)* pe unitatea de lungime a liniei, impedanţa caracteristică este:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}\ [\Omega] \qquad (1.45)$$

Cablurile coaxiale, bifilare sau alte tipuri de conductoare paralele sau coaxiale a căror secţiune transversală poate avea orice formă, reprezintă linii de transmisie.

Curentul şi tensiunea se propagă pe linie cu viteza v care este egală cu viteza c a luminii dacă linia este izolată în vid. În cazul în care între cele două conductoare există un dielectric cu constantele ε_r şi μ_r, atunci viteza de propagare e mai mică şi egală cu:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}}$$

Acest lucru face ca şi lungimea de undă λ a tensiunii şi curentului care se propagă pe linie să fie mai mică decît în vid:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \tag{1.46}$$

Dielectricul utilizat la majoritatea cablurilor este polietilena caracterizată prin $\varepsilon_r = 2{,}25$ şi $\mu_r = 1$. Rezultă că lungimea de undă în cablurile coaxiale este:

$$\lambda = 0{,}66\lambda_0 \tag{1.47}$$

Pentru banda bifilară, întrucît nu tot cîmpul electric este localizat în dielectric, avem:

$$\lambda = 0{,}83\lambda_0 \tag{1.48}$$

Coeficienţii de 0,66 şi 0,83 se mai numesc şi factori de „scurtare" a liniei.

1.13.2. Tipuri de linii de transmisie

În general în tehnica recepţiei TV se folosesc două tipuri de linii de transmisie: cablul coaxial şi cablul bifilar. În fig. 1.59 se prezintă cele două tipuri de cabluri.

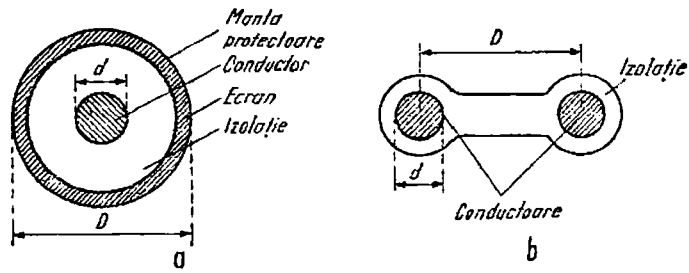


Fig. 1.59. Secţiuni în linii de transmisie: a — cablu coaxial; b — cablu bifilar

Cablul coaxial este format dintr-un conductor central (cupru) izolat prin polietilenă, şi cămaşa metalică. Această cămaşă numită şi tresă este construită dintr-o împletitură de liţă de cupru. Impedanţa lui caracteristică este impusă prin norme şi este de 75 Ω.

Cablul bifilar constă din două conductoare de cupru paralele înglobate în polietilenă. Impedanţa lui caracteristică este de 300 Ω. Cablul coaxial este o linie de transmisie asimetrică iar banda bifilară o linie de transmisie simetrică. Alegerea unuia sau altuia se poate face cunoscînd o serie de caracteristici descrise în continuare.

• Cablul bifilar are o atenuare mai mică decît cel coaxial cînd este nou. În timp însă, datorită factorilor externi (în special radiațiile solare) atenuarea cablului bifilar crește mult mai repede decît la cablul coaxial. De aceea se consideră că timpul de viață al cablului bifilar este de doi ani, iar cel al cablului coaxial de 8 ani.

• Cablul bifilar este mult influențat de factori climatici (umezeala) pe cînd cablul coaxial este practic neinfluențat.

• Protecția la perturbații este net superioară în cazul cablului coaxial.

• Costul cablului coaxial este de circa patru ori mai mare decît al cablului bifilar.

1.13.3. Regimuri de funcționare ale liniilor de transmisie

În funcție de modul cum este terminată linia pe impedanța caracteristică sau pe o impedanță diferită de impedanța caracteristică — există două tipuri de regimuri de funcționare:

— funcționare în regim de undă progresivă;

— funcționare în regim de unde staționare.

Funcționarea în regim de undă progresivă sau în regim adaptat se caracterizează prin faptul că pe linie există doar o undă directă. Dacă linia ar fi ideală, fără pierderi, amplitudinea curentului și a tensiunii este constantă în orice punct al ei. Practic însă, tensiunea și curentul pe linie scad progresiv după o lege exponențială pe măsură ce ne depărtăm de generator datorită atenuării introduse de conductoare și dielectric. Funcționarea în regim de unde staționare se caracterizează prin prezența, pe lîngă a undei directe, și a undei reflectate. Prin însumarea lor, pe linie rezultă maxime și minime (distanțate la $\lambda/4$) ale tensiunilor și curenților, care sînt cu atît mai pronunțate cu cît unda reflectată este mai mare. În cazul unei reflexii totale, minimele tind spre zero iar maximele la de două ori valoarea undei directe.

Liniile de transmisie funcționînd în regim adaptat se utilizează la cuplarea antenei de recepție cu receptorul în vederea realizării unui transfer maxim de energie.

Un caz particular al liniilor în regim de unde staționare îl constituie liniile în $\lambda/2$ și $\lambda/4$ terminate în scurtcircuit sau în gol. Acestea se utilizează ca circuite de rezonanță în domeniul UIF sau ca elemente de simetrizare și adaptare a antenelor (fig. 1.60)

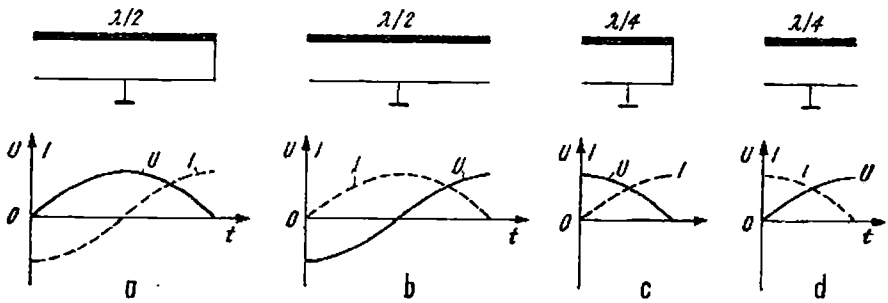


Fig. 1.60. Linii în $\lambda/2$ și $\lambda/4$. Distribuția curenților și tensiunilor: *a* — linie $\lambda/2$ în s.c.; *b* — linie $\lambda/2$ în gol; *c* — linie $\lambda/4$ în s.c.; *d* — linie $\lambda/2$ în gol

Analizînd distribuțiile curentului și tensiunii pe fiecare linie, din figura de mai sus putem trage următoarele concluzii:

— dacă linia este terminată în scurtcircuit, curentul în acest punct este maxim și tensiunea nulă;

— dacă linia este terminată în gol, curentul în acest punct este nul și tensiunea maximă;

— linia $\lambda/2$ terminată în scurtcircuit se comportă ca un circuit rezonant serie prezentînd la intrare tensiune nulă și curent maxim;

— linia $\lambda/2$ terminată în gol se comportă ca un circuit rezonant derivație „reflectînd" la intrare un curent nul și o tensiune maximă;

— linia $\lambda/4$ terminată în gol prezintă la intrare tensiune nulă și curent maxim fiind comparabilă cu un circuit rezonant serie;

— linia $\lambda/4$ terminată în scurtcircuit prezintă la intrare tensiune maximă și curent nul, comportîndu-se ca un circuit rezonant derivație. În cazul în care linia în $\lambda/4$ este terminată pe o impedanță de sarcină Z_s diferită de impedanța caracteristică Z_0 atunci impedanța de intrare este:

$$Z_i = \frac{Z_0^2}{Z_s} \tag{1.49}$$

1.13.4. Adaptarea și simetrizarea antenelor

Pentru simplificarea operațiilor de conectare a liniilor de transmisie la borna de intrare a receptorului, impedanța acesteia din urmă se alege de 70—76 Ω (asimetrică) sau de 280—300 Ω (simetrică).

În aceste condiții cablul coaxial de 75 Ω sau banda bifilară simetrică de 300 Ω se pot conecta direct.

Pentru simetrizare și adaptare se folosesc tronsoane de linii $\lambda/2$ care defazează dar nu schimbă impedanța sau linia $\lambda/4$ care defazează și schimbă și impedanța. (fig. 1.61)

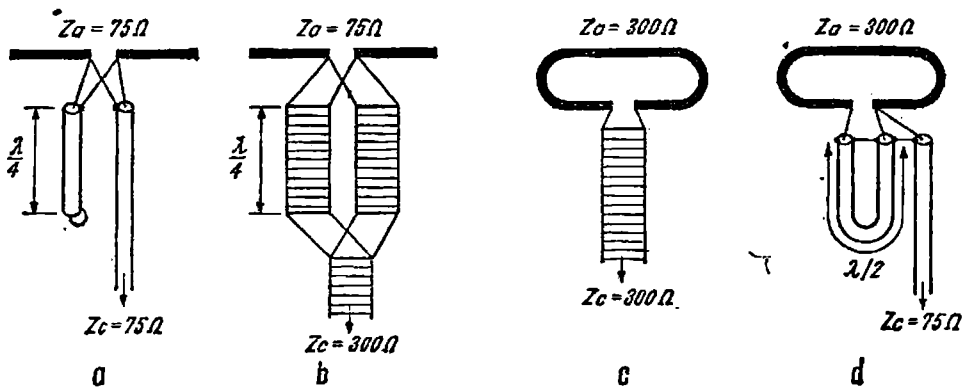


Fig. 1.61. Sisteme de adaptare și simetrizare a antenelor: a — $Z_a = 75\ \Omega$ și $Z_c = 75\ \Omega$; b — $Z_a = 75\ \Omega$ și $Z_c = 300\ \Omega$; c — $Z_a = 300\ \Omega$ și $Z_c = 300\ \Omega$; d — $Z_a = 300\ \Omega$ și $Z_c = 75\ \Omega$.

În cazurile cînd conectarea antenei la receptor se face prin bandă bifilară se pune numai problema adaptării. Dacă antena are impedanța de 300 Ω atunci fiderul se cuplează direct (fig. 1.61*c*) iar dacă impedanța este de 75 Ω

atunci se utilizează două tronsoane de bandă bifilară în $\lambda/4$ montate în paralel (fig. 1.61*b*). În acest din urmă caz linia $\lambda/4$ echivalentă va avea $Z_0 = 150\ \Omega$. Se constată că dacă se consideră $Z_i = 75\ \Omega$ și $Z_s = 300\ \Omega$, relația 1.49, caracteristică funcționării liniilor în $\lambda/4$, este îndeplinită.

Dacă impedanța antenei este de 75 Ω și fiderul de coborîre este cablu coaxial, atunci se pune numai problema simetrizării (fig. 1.61*a*). Acest lucru se realizează cu un tronson în $\lambda/4$ de cablu coaxial terminat în scurtcircuit. Impedanța de intrare a liniei conform relației 1.49 este infinită și deci nu afectează adaptarea, iar prin conectarea ei la dipol în antifază cu fiderul de coborîre se realizează simetrizarea. Cazul cel mai răspîndit din punct de vedere practic este cel din fig. 1.61*d* unde impedanța antenei este de 300 Ω și fiderul de coborîre este cablu coaxial, adaptarea și simetrizarea făcîndu-se printr-o linie coaxială în $\lambda/2$. Datorită lungimii buclei în $\lambda/2$, între cele două capete ale dipolului există un defazaj de 180° și simetrizarea este asigurată. Dacă se consideră că impedanța de 300 Ω a antenei se împarte în două impedanțe egale față de cele două cabluri (fiderul principal și bucla) acestea se pun în paralel la intrarea cablului de coborîre. Una dintre impedanțe apare direct iar cealaltă prin intermediul buclei de lungime $\lambda/2$ care nu-i schimbă valoarea.

Calculul buclei de simetrizare se face luînd în considerare lungimea de undă corespunzătoare frecvenței centrale a canalului TV $\left(\frac{f_{pi} + f_{ps}}{2}\right)$ și factorul de scurtare de 0,66 conform relației 1.47.

Aceleași probleme de simetrizare și adaptare se pun și la capătul dinspre receptor. Se pot utiliza soluțiile din fig. 1.61. dar ele au dezavantajul că sînt valabile numai pentru un domeniu de frecvență limitat la un canal. Soluția practică constă în utilizarea unui simetrizor-adaptor inductiv care lucrează pe un întreg domeniu de frecvență.

În fig. 1.62 se prezintă schema unui simetrizor-adaptor inductiv pentru FIF.

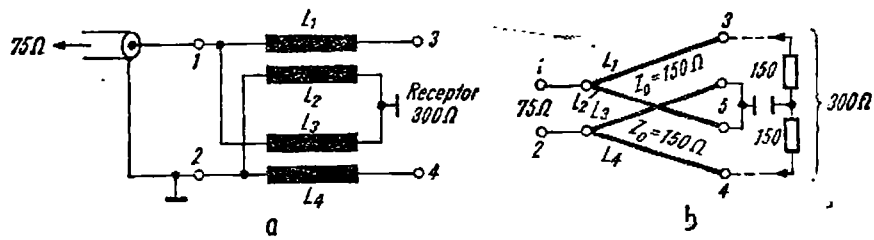


Fig. 1.62. Simetrizor-adaptor inductiv pentru FIF: *a* — schema electrică; *b* — schema echivalentă

El este realizat din două carcase paralele pe care sînt bobinate înfășurările L_1, L_2 respectiv L_3, L_4. Carcasele au practicate filete cu două începuturi în care intră sîrma de cupru izolată cu email în două culori. Păstrîndu-se riguros constantă distanța dintre cele două conductoare, pe fiecare carcasă se realizează o linie bifilară bobinată cu o impedanță caracteristică de 150 Ω. În schema echivalentă din fig. 1.62*b* se vede că liniile sînt astfel conectate încît la bornele *1—2* apar în paralel și se asigură astfel adaptarea cu cablul coaxial. La bornele *3—4* ele apar în serie și impedanța echivalentă este de 300 Ω, adică egală cu aceea a bornei de antenă a receptoarelor cu intrare simetrică. Simetrizarea este asigurată datorită configurației legăturilor de ieșire.

1.14. Radioreceptoare și receptoare TV — scheme bloc

1.14.1. Generalități

Parametrul principal care definește o stație de emisie este frecvența sa nominală. Prin dezvoltarea impetuoasă a radiodifuziunii și radiocomunicațiilor se impune necesitatea recepției în condiții de calitate corespunzătoare a frecvențelor care aparțin unui domeniu foarte larg. Principalele probleme ale radiorecepției sînt, în aceste condiții, următoarele:

— amplificarea unor semnale de la intrarea receptorului al căror nivel variază în limite foarte largi, pînă la un nivel care asigură recepția optimă a informației transmise;

— demodularea, adică extragerea semnalelor de joasă frecvență care conțin informația din unda electromagnetică emisă;

— selectivitatea, adică posibilitatea de a alege din mulțimea de semnale captate de antenă, semnalul dorit;

— fidelitatea, care este proprietatea receptorului de a reda semnalul de informație transmis cît mai aproape de starea sa inițială.

La primele tipuri de receptoare — receptoare cu amplificare directă, receptoare cu reacție — principalii parametri se modificau în limite largi în funcție de frecvența recepționată. Receptorul superheterodină (cel mai răspîndit tip în prezent) rezolvă în cea mai mare parte această problemă.

Principiul superheterodinei constă în translatarea frecvenței f_s a semnalului recepționat într-o frecvență fixă numită frecvență intermediară f_i. Aceasta se face într-un etaj specific, numit schimbător de frecvență, cu ajutorul unui semnal f_0 produs de oscilatorul local încorporat. Deci cu alte cuvinte schimbătorului de frecvență i se aplică două semnale — f_s și f_0 — și la ieșirea lui se obține frecvența intermediară f_i. Pentru ca frecvența f_i să fie constantă pentru orice frecvență f_s a stațiilor de emisie recepționate, este evident că f_0 trebuie să fie variabilă. Schimbătorul de frecvență fiind un dispozitiv neliniar, la ieșirea lui se obțin diferite combinații ale semnalelor f_s și f_0. Cu ajutorul unor filtre se pot extrage unul din următoarele semnale:

— semnalul supradină $f_{i1} = f_0 - f_s$;

— semnalul infradină $f_{i2} = f_s - f_0$.

În receptoarele uzuale se extrage de regulă primul semnal și din această cauză apare denumirea de superheterodină.

Dacă se analizează relația dintre f_i, f_0 și f_s în cazul unui receptor superheterodină, se constată că odată cu recepția semnalului dorit f_s, este posibilă și recepția unui semnal cu frecvența $f_{imag.} = f_s + 2f_i$ provenit de la altă stație. Această frecvență se numește imagine sau oglindă, și dacă selectivitatea circuitului de intrare este necorespunzătoare pot apare perturbații supărătoare. De aceea, atenuarea acestor semnale se face chiar la intrarea receptorului.

1.14.2. Schema bloc a radioreceptorului superheterodină

În fig. 1.63 este prezentată o variantă de schemă bloc a unui radioreceptor destinat recepției semnalelor MA și MF. Etajele care funcționează în cazul recepției MA sînt desenate cu linie plină iar cele corespunzătoare recepției MF, cu linie întreruptă.

La recepția emisiunilor MA, semnalul de RF captat de antena *5* și selectat de circuitul de intrare *6* se aplică la amplificatorul de RF *7*. Prin trecerea comutatorului de game *18* pe poziția MA, semnalul f_s amplificat ajunge la

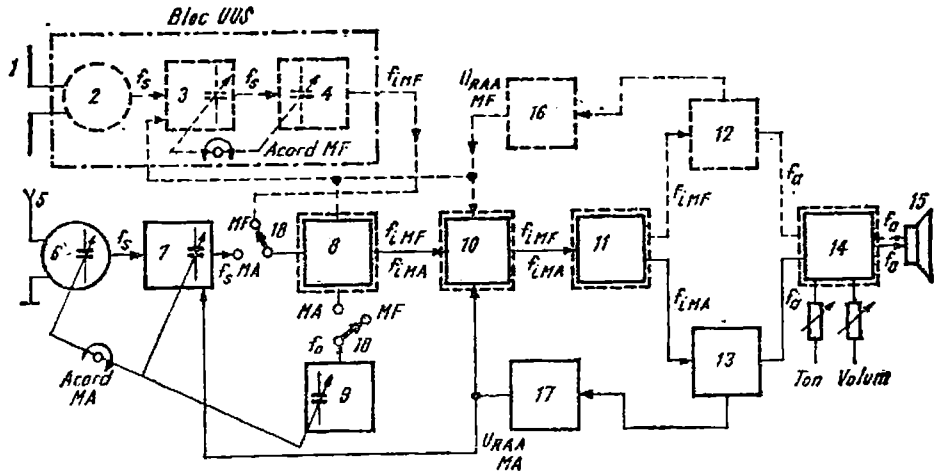


Fig. 1.63. Schema bloc a unui radioreceptor superheterodină MA—MF: *1* — antenă MF; *2* — circuit de intrare MF; *3* — amplificator foarte înaltă frecvență MF; *4* — schimbător de frecvență autooscilant MF; *5* — antenă MA; *6* — circuit de intrare MA; *7* — ARF—MA; *8* — schimbător de frecvență MA sau AFI — MF; *9* — oscilatorul local MA; *10* — AFI—MA—MF; *11*—AFI—MA sau limitator de amplitudine MF; *12* — demodulator MF; *13* — demodulator MA; *14* — AAF — MA—MF; *15* — difuzor; *16* — circuit de RAA—MF; *17* — circuit de RAA — MA; *18* — comutator de game

schimbătorul de frecvență *8* unde se aplică și un semnal f_0 de la oscilatorul local *9*. Acordul circuitului de intrare, circuitului de sarcină al amplificatorului de RF și al oscilatorului local se face simultan printr-un condensator variabil cu 3 secțiuni cuplate pe același ax, astfel ca la ieșirea schimbătorului de frecvență să rezulte frecvența intermediară constantă — $f_{i\,MA}$ — pentru orice frecvență a posturilor recepționate din benzile de radiodifuziune (MA).

Frecvența intermediară MA pentru aparatele fabricate în țară este de 455 kHz fiind aleasă după o serie de criterii după cum urmează: — să fie în afara benzilor de radiodifuziune, nu trebuie să coincidă cu armonicele 2 și 3 ale unui emițător de mare putere, armonicele ei nu trebuie să coincidă cu frecvența unor emițătoare puternice etc. Semnalul $f_{i\,MA}$ de la ieșirea schimbătorului de frecvență se aplică mai departe blocurilor *10* și *11* care funcționează ca amplificatoare de frecvență intermediară. Amplificarea de tensiune sau de putere este de cca 45—80 dB.

Întrucît ecartul de frecvență între două stații de emisie alăturate în benzile de MA este de 9kHz, selectivitatea față de canalul adiacent la un dezacord de ±9 kHz este de cca 15—40 dB iar banda de trecere corespunzătoare unei scăderi a amplificării cu -3 dB este de cca 5—9 khz. În continuare urmează detectorul MA care extrage semnalul modulator de AF din semnalul de FI modulat MA.

Semnalul de AF obținut va fi amplificat în blocul de audio frecvență *14* care are ca impedanță de sarcină difuzorul *15*.

Nivelul semnalelor recepționate de antenă poate varia în limite foarte largi: de la ordinul zecilor de microvolți pînă la ordinul zecilor de milivolți.

Aceasta datorită condițiilor de propagare, puterii emițătoarelor sau distanței dintre receptor și emițător.

Pentru menținerea nivelului constant la ieșire, evitarea saturației ultimelor etaje în cazul recepției stațiilor puternice de FI precum și pentru îmbunătățirea raportului semnal/zgomot, amplificarea etajelor de FI și RF este reglată în funcție de nivelul semnalului captat.

Acest lucru îl realizează blocul de reglaj automat al amplificării *17* care de regulă, preia componenta continuă rezultată în urma detecției, o filtrează, asigură o constantă de timp și o aplică etajelor FI și RF. În cazul unei recepții MF, semnalul este captat de antena *1* și este aplicat prin intermediul circuitului de intrare *2* acordat pe mijlocul benzii UUS, la amplificatorul de foarte înaltă frecvență *3*. Semnalul amplificat trece mai departe la etajul *4* care îndeplinește două funcțiuni: schimbător de frecvență și oscilator local. De aceea el se mai numește și schimbător de frecvență autooscilant. La ieșirea lui rezultă frecvența intermediară MF care are valoarea de 10,7 MHz. Etajele *2*, *3* și *4* alcătuiesc blocul UUS.

Acordul circuitului de sarcină al amplificatorului de foarte înaltă frecvență precum și acordul oscilatorului se fac ori printr-un condensator variabil cu două secțiuni ori prin două bobine cu miez reglabil. Reglajul lor se face simultan astfel că frecvența intermediară la ieșirea blocului UUS este constantă pentru orice frecvență a postului recepționat.

Semnalul FI-MF prin poziția MF a comutatorului de game *18* ajunge la etajul *8* care acum îndeplinește funcțiunea de amplificator FI-MF. Urmează în continuare etajul *10* cu aceeași funcțiune și apoi etajul *11* care pe lîngă funcțiunea de amplificator FI îndeplinește și pe aceea de limitator de amplitudine în vederea înlăturării modulației MA parazite. Amplificarea în tensiune sau putere pe întreg lanțul de FI-MF este de cca 60—100 dB. Deoarece transmisia informației în banda de UUS este de înaltă fidelitate, — frecvența maximă audio fiind de 15 kHz — și întrucît modulația utilizată este MF care determină un spectru al semnalului de RF superior cu mult frecvenței audio maxime, rezultă pentru selectivitate și bandă de trecere valori mai mari decît în cazul emisiunilor MA. Astfel selectivitatea față de canalul adiacent la un dezacord de $\pm$ 300kHz este de cca 20 $\div$ 50dB iar banda de trecere corespunzătoare unei reduceri a amplificării cu — 3dB este de 150—200 kHz. În continuare semnalul de FI este aplicat demodulatorului MF la ieșirea căruia rezultă semnalul de AF modulator care se aplică ca și în cazul emisiunilor MA la același bloc *14* urmat de difuzor. Menționăm că în cadrul etajelor de AF sînt montate reglajele manuale de volum și tonalitate.

Din aceleași considerente ca la funcționarea în benzile MA, și în cazul recepției MF există un circuit de RAA — blocul *16* — care aplică tensiune de reglaj atît la amplificatoarele de FI cît și la blocul amplificator de foarte înaltă frecvență.

Din cele arătate mai sus rezultă principalele avantaje ale receptorului superheterodină care pot fi concluzionate prin următoarele:

— întrucît ponderea principală a amplificării semnalului este în frecvență intermediară (care este constantă pentru orice frecvență a postului recepționat) și în plus există circuitul de RAA, nivelul la ieșire este menținut practic constant pentru variații ale nivelului semnalului captat în antenă în limite largi;

— deoarece etajele amplificatoare ale semnalelor modulate cu ponderea cea mai mare sînt etajele cu frecvență fixă (FI), filtrele de bandă ale acestora

pot fi proiectate și reglate cu mare precizie încît să rezulte performanțe foarte bune din punct de vedere al selectivității și sensibilității;

— datorită dotării receptorului cu circuite de RAA se evită o serie de distorsiuni cauzate de: saturarea etajelor finale de FI, intermodulații, zgomote etc.

1.14.3. Schema bloc a receptorului TV alb-negru

Receptorul TV-AN funcționează din punct de vedere al semnalului după același principiu al superheterodinei, fiind dotat în plus cu etaje care lucrează în impulsuri pentru obținerea imaginii pe ecranul unui tub cinescop. În fig. 1.64 este prezentată o schemă bloc a unui receptor cu cale comună imagine — sunet.

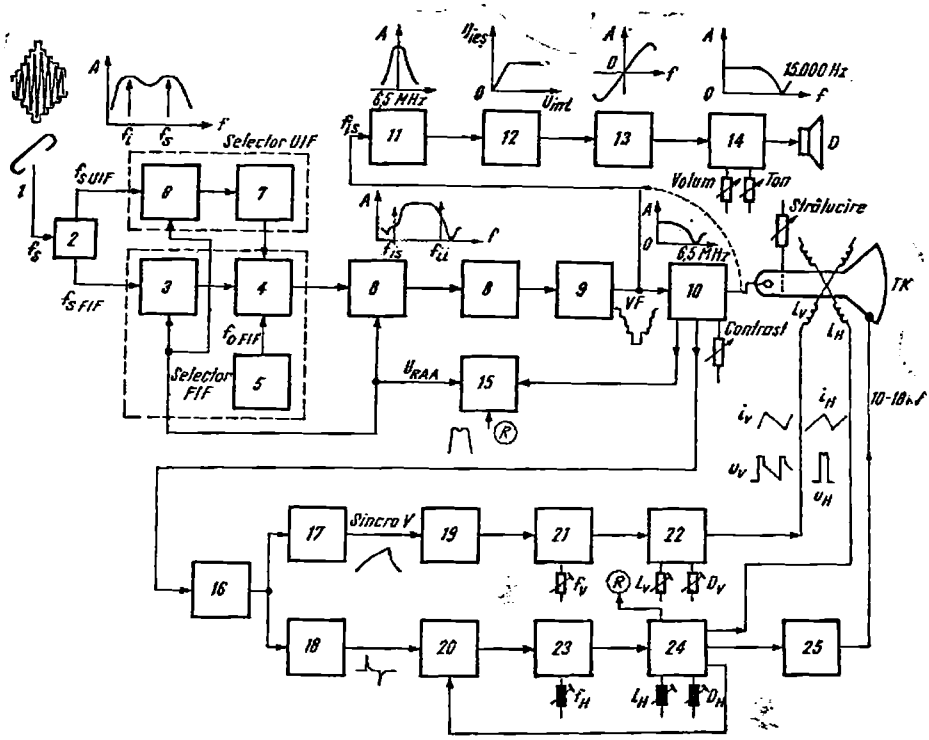


Fig. 1.64. Schema bloc a unui receptor TV—AN cu cale comună imagine—sunet: *1* — antenă; *2* — circuit separator FIF—UIF; *3* — ARF—FIF; *4* — schimbător de frecvență FIF sau AFI—UIF; *5* — oscilatorul local FIF; *6* — ARF—UIF; *7* — schimbător de frecvență autooscilant UIF; *8* — AFI — imagine—sunet; *9* — detector VF; *10* — etaje de VF; *11* — AFI—sunet; *12* — limitator FI—sunet; *13* — demodulator FI—sunet; *14* — etaje de AF; *15* — RAA; *16* — separator de impulsuri după amplitudine; *17, 18* — separatoare de impulsuri după durată; *19* — circuit de sincronizare V; *20* — circuit de sincronizare H; *21* — oscilator BV; *22* — circuit de formare tensiune d.d.t. și amplificator BV; *23* — oscilator BO; *24* — etaj final BO; *25* — redresor FIT

Semnalul TV captat de antena *1* se aplică prin circuitul separator al domeniilor FIF — UIF la amplificatorul de RF — FIF *(3)* sau RF — UIF *(6)*. În cazul recepției unui canal din domeniul FIF, semnalul amplificat ajunge la etajul schimbător de frecvență FIF *(4)* unde se aplică și semnalul

de la oscilatorul local *5*. Întrucît semnalul de *TV* conține două purtătoare — imagine și sunet — notate în figură cu f_i respectiv f_s, la ieșirea schimbătorului de frecvență se obțin două frecvențe intermediare. Acestea sînt frecvența intermediară imagine (f_{ii}) și frecvența intermediară sunet (f_{is}), ecartul dintre ele fiind egal cu acela al celor două purtătoare corespunzătoare canalului recepționat. Pentru receptoarele construite în RSR, potrivit normei OIRT, avem: $f_{ii} = 38\text{MHz}$; $f_{is} = 31{,}5\text{MHz}$; $f_{ii} - f_{is} = 6{,}5\text{MHz}$.

La recepția unui canal din domeniul de UIF, semnalul este amplificat de amplificatorul de RF-UIF *(6)* și apoi este aplicat la schimbătorul de frecvență autooscilant *7*. La ieșirea lui se obține aceeași frecvență intermediară. Semnalul de FI obținut este amplificat suplimentar în etajul *4* care în benzile de UIF îndeplinește funcțiunea de amplificator FI.

Acordul etajelor de RF și al oscilatoarelor locale se face de regulă la televizoarele moderne, prin diode varicap.

Tensiunea de reglaj a diodelor varicap, selecția benzilor precum și memorarea posturilor se obțin de la un bloc special numit programator FIF-UIF. Semnalul de FI imagine-sunet este amplificat în etajul *8* pînă la un nivel de ieșire de ordinul voltilor necesar atacului detectorului de VF *(9)*. Amplificarea maximă pe calea comună este de cca 90dB. Curba de selectivitate este bine definită prin standarde.

Detectorul de video frecvență *9* este un detector MA la ieșirea căruia se obțin: semnalul de VF, a doua frecvență intermediară sunet $f_{is} = 6{,}5$ MHz, tensiunea continuă de RAA.

Semnalul de VF este aplicat mai departe la etajul de videofrecvență *10* care cuprinde repetoare pe emitor în vederea realizării adaptărilor de impedanță, preamplificatoare și amplificatoare finale. În cadrul acestor etaje se realizează reglajul manual al contrastului, fixarea nivelului de negru, rejecția celei de a doua frecvențe intermediare sunet etc. A doua frecvență intermediară sunet (f_{is}) se obține în detectorul video prin bătăi între purtătoarele de FI — imagine respectiv FI — sunet, rezultînd un semnal modulat MF cu frecvența egală cu ecartul de frecvență dintre ele.

Semnalul f_{is} preluat prin circuite acordate pe această frecvență de la ieșirea detectorului de VF sau de la ieșirea amplificatorului VF dar înainte de rejecție, ajunge la etajele de FI — sunet *11*. Urmează etajul limitator de amplitudine *12* care are ca scop înlăturarea modulației de amplitudine parazite și apoi demodulatorul de frecvență *13*.

Demodulatorul MF este la aparatele mai vechi un detector de raport iar în ultima vreme, prin utilizarea circuitelor integrate, un detector de coincidență. Semnalul demodulat de AF este aplicat în continuare etajelor de audio frecvență *14* care debitează puterea în difuzor. Aceste etaje sînt dotate cu reglaje manuale de volum și ton. Din aceleași motive expuse la descrierea schemei bloc a unui radioreceptor și la receptorul TV există un dispozitiv de reglaj automat al amplificării *15*. Pentru a se evita dependența tensiunii de reglaj de conținutul imaginii, acest circuit, la aparatele moderne, nu mai utilizează componenta continuă de la detecția video. Circuitul este un etaj de tip poartă unde se aplică semnal de VF și impulsuri de întoarcere linii. Astfel tensiunea de RAA se obține prin deschiderea circuitului numai pe durata cursei inverse de linii corespunzătoare impulsurilor de stingere linii din semnalul video complex care nu depind de conținutul imaginii ci doar de nivelul semnalului captat de antenă.

De la etajele de video frecvență se aplică semnalul video complex și la separatorul de impulsuri după amplitudine *16*. Rolul lui este de a extrage impulsurile de sincronizare linii și cadre din acest semnal. Pentru separarea impulsurilor de sincronizare linii de cele de cadre și invers, se utilizează separatoarele după durată *17* și *18*.

Circuitul *17* conține de regulă celule de integrare. la ieșirea lui obținîndu-se impulsurile de sincronizare cadre integrate care apoi sînt formate în etajul *19* în vederea sincronizării corecte a oscilatorului de baleiaj vertical *21*. Acesta comandă mai departe circuitul de formare a tensiunii în formă de dinte de ferăstrău și de baleiaj vertical *22*. Sarcina etajului final cadre o constituie bobinele de deflexie cadre. Reglajul de frecvență cadre este încorporat circuitului oscilator iar reglajele de dimensiune și liniaritate V. etajelor *22*. Pentru obținerea impulsurilor de sincronizare linii circuitul *18* conține în general celule de derivare. La unele tipuri de televizoare acesta are rolul de a prelucra impulsurile de sincronizare H obținînd impulsurile în formă de *N* necesare comenzii comparatorului de fază și frecvență de tip Gassman.

Sincronizarea oscilatorului de baleiaj orizontal *23* (spre deosebire de oscilatorul de baleiaj vertical) este o sincronizare indirectă prin intermediul etajului comparator *20*. Acesta este un sistem automat de sincronizare al fazei care compară faza impulsurilor de întoarcere linii obținute din etajul final al televizorului cu faza impulsurilor de sincronizare H conținute de semnalul TV. Tensiunea de reglaj de la ieșire după ce este filtrată se aplică oscilatorului de baleiaj orizontal *23*. Acesta, mai departe. comandă etajul final linii *24*. Reglajul frecvenței de baleiaj linii este specific oscilatorului iar reglajele de dimensiune și liniaritate II, etajului final.

Sarcina etajului final de linii o constituie bobinele de deflexie linii. Tot deodată strîns legat de etajul final este redresorul FIT *(25)* care furnizează înalta tensiune necesară anodului tubului cinescop.

Pe lîngă cele arătate mai sus, televizorul mai conține circuite de stingere a curselor inverse de linii și cadre care prelucrează impulsurile de cursă inversă din etajele finale respective și care se aplică apoi electrozilor tubului. De asemenea mai există o serie de circuite anexe ale cinescopului care au ca scop realizarea focalizării, accelerării, regajului de strălucire. Toate acestea, datorită diversității lor, vor fi descrise în capitole speciale.

Schema bloc comentată mai sus este, după cum am arătat, a unui receptor cu cale comună imagine-sunet. Principalul avantaj al acestei concepții constă în faptul că a doua frecvență intermediară sunet este constantă și nu e influențată de o eventuală derivă a oscilatorului local. O altă variantă o constituie receptorul TV cu căi separate pentru sunet și imagine. În acest caz calea de sunet prelucrează direct prima frecvență intermediară de sunet f_{is}. Pentru a compensa deriva de frecvență a oscilatorului local, derivă care duce la modificarea frecvenței f_{is} (și deci circuitele din lanțul de FI-sunet vor lucra în regim dezacordat), receptorul este dotat cu un circuit automat de control al frecvenței (CAF). Acest tip de receptor a fost utilizat în perioada de început al televiziunii și poate reveni în actualitate datorită progresului tehnologic care simplifică mult construcția, deoarece calitatea recepției sunetului este superioară primei variante. Astfel prin utilizarea acestei soluții se evită o serie de imperfecțiuni ale receptorului cu cale comună cum ar fi: pătrunderea componentelor de VF peste semnalul de sunet (f_{is}), pătrunderea sunetului pe imagine etc.

1.14.4. Schema bloc a receptorului TV — color

Receptorul TVC fiind un receptor superheterodină are o serie de asemănări cu acela pentru TV-AN dar şi deosebiri impuse de prelucrarea semnalelor de crominanţă recepţionate.

În fig. 1.65 este prezentată schema bloc a unui receptor modern de TV în culori foarte asemănătoare cu aceea a aparatului „Telecolor" fabricat de I.I.S. Electronica.

Antena utilizată pentru recepţia emisiunilor de TVC PAL-SECAM trebuie să asigure un semnal minim de circa 500 μV lipsit de refexii şi perturbaţii puternice. Aceasta impune pe lîngă un cîştig mare, o adaptare perfectă de impedanţă combinată cu o bună directivitate. În cazul în care semnalul la bornele televizorului scade sub 100—150 μV/75 Ω, redarea culorilor este foarte distorsionată de zgomot şi aparatul trece în regim de alb-negru. Semnalul captat de antenă *1* este aplicat selectorului de canale *3*. Tensiunea de acord a diodelor varicap este obţinută de la programatorul FIF-UIF *(2)* care mai asigură şi comutarea benzilor TV precum şi „memorarea" canalelor recepţionate.

Semnalul FI de la ieşire trece la amplificatorul de FI-imagine-sunet *(4)*. Acesta are pentru curba de selectivitate aceleaşi frecvenţe caracteristice ca şi la receptorul TV-AN. În plus însă se impun condiţii precise pentru flancul din stînga unde se găsesc purtătoarele de crominanţă pentru cele două sisteme PAL-SECAM.

Circuitul de control automat al frecvenţei *6*, rareori utilizat în cazul receptoarelor alb-negru, asigură o foarte bună stabilitate a oscilatorului local din selectorul de canal şi prin acesta o „poziţionare" corectă în timp a purtătoarelor de imagine şi crominanţă pe curba de selectivitate a AFI. Astfel benzile laterale ale semnalelor de crominanţă sînt transmise decodorului de culoare cu distorsiuni minime. Din semnalul de FI se extrage purtătoarea de imagine cu frecvenţa, în cazul unui acord corect, de 38 MHz. Aceasta este amplificată şi prin intermediul unui discriminator se obţine o tensiune de reglaj proporţională cu valoarea dezacordului oscilatorului. Tensiunea de reglaj este apoi adunată cu tensiunea necesară diodelor varicap aleasă de telespectator prin intermediul programatorului. Deoarece uneori este necesară deconectarea tensiunii de CAF (cînd se face acordul pe un canal al receptorului), aparatul este prevăzut cu un buton frontal accesibil.

Semnalul de FI se aplică în continuare demodulatorului de VF *(5)* care furnizează semnal video complex color pentru calea de luminanţă, decodorul de culoare, sincroseparator, circuitul de RAA.

Circuitul de RAA (7), ca şi în cazul receptorului TV-AN este de tip poartă, şi aplică tensiune de reglaj etajelor amplificatoare de RF şi FI. Semnalul cu a doua frecvenţă intermediară sunet (6,5 MHz) obţinut în detectorul video este prelucrat în calea de sunet *8* asemănător celor arătate la 1.14.3. Unele tipuri de aparate utilizează pentru extragerea semnalului de 6.5 MHz un detector separat de detectorul semnalului de luminanţă şi crominanţă, evitîndu-se prin aceasta o interferenţă între semnalul de sunet şi semnalul de crominanţă. În cazul unei recepţii PAL semnalul perturbator are frecvenţa de 6,5 MHz — 4,43 MHz = 2,07 MHz. El poate intra în banda de trecere a amplificatorului de luminanţă şi va produce pe ecranul TK un moire supărător. Pentru suprimarea lui, se elimină semnalul de 6,5 MHz prin aplicarea la detectorul de VF a frecvenţei de FI-sunet (31.5 MHz) mult atenuate. Semnalul video complex color este prelucrat în continuare de calea de luminanţă

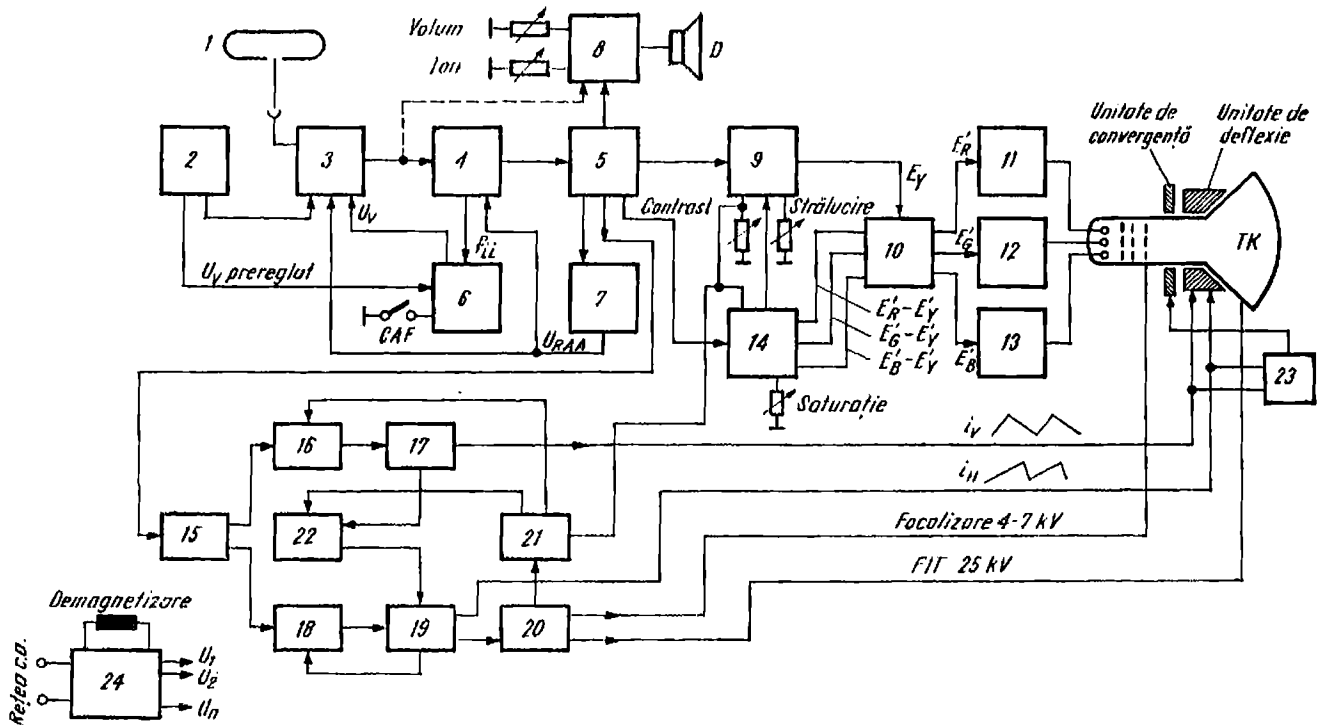


Fig. 1.65. Schema bloc a unui receptor TV în culori: *1* — antenă de recepție; *2* — programator FIF — UIF; *3* — selector de canale; *4* — AFI — imagine — sunet; *5* — demodulator video; *6* — CAF; *7* — RAA; *8* — cale de sunet; *9* — amplificator semnal luminanță; *10* — matrice RGB; *11, 12, 13* — etaje finale RGB; *14* — decodor de culoare; *15* — sincroseparator; *16* — oscilator și preamplificator cadre; *17* — etaj final cadre; *18* — comparator, oscilator și prefinal linii; *19* — etaj final de linii; *20* — redresor, multiplicator FIT; *21* — circuit de formare a tensiunii de limitare a curentului de fascicul; *22* — corecție de rastru; *23* — circuite de convergență; *24* — bloc de alimentare

9 unde se realizează: amplificarea lui, rejecția semnalului de crominanță, axarea pe nivelul de negru, reglajele de contrast și strălucire.

Același semnal se aplică și decodorului de culoare *14* prevăzut la intrare cu un filtru de extragere a semnalelor de crominanță modulate. Decodorul furnizează la ieșire semnalele diferență de culoare. Reglajul amplitudinilor acestor semnale se poate face manual din butonul de saturație. Întrucît în semnalul video complex color semnalele de crominanță sînt suprapuse peste semnalul de luminanță se impune ca la un reglaj manual al contrastului să aibă loc simultan și un reglaj proporțional al saturației. De aceea la multe tipuri de receptoare între cele două reglaje există un cuplaj electric corespunzător. Decodorul este prevăzut și cu un circuit automat de blocare al culorii care are menirea de a întrerupe calea de crominanță în cazul unor emisiuni alb-negru sau scăderii nivelului recepționat sub un anumit prag. De la acest circuit se aplică o tensiune și căii de luminanță cu scopul de a deconecta rejecția semnalelor de crominanță în cazul recepției unor programe în alb-negru și în felul acesta banda de trecere video se mărește.

Semnalul de luminanță E'_Y precum și semnalele de diferență de culoare $E'_R - E'_Y$, $E'_G - E'_Y$, $E'_B - E'_Y$ ajung la circuitele de matriciere *10* care la ieșire furnizează semnalele primare E'_R, E'_G, E'_B. Acestea sînt amplificate în etajele finale *11*, *12*, *13* și apoi se aplică catozilor tubului cinescop. Comanda tubului cinescop cu semnale primare se utilizează astăzi aproape în toate televizoarele în culori și în special la acelea la care grilele *1* și *2* sînt comune pentru cele trei tunuri electronice.

Pentru realizarea sincronizării etajelor de baleiaj H și V, sincroseparatorul *15* preia de la detectorul video semnalul video complex și realizează separarea după amplitudine și durată a impulsurilor de sincronizare.

Impulsurile de sincronizare V sînt aplicate blocului *16* care reprezintă oscilatorul de cadre urmat de circuitul de formare a tensiunii în formă de dinte de fierăstrău și preamplificator. Urmează etajul final de baleiaj vertical 17, care debitează curentul necesar bobinelor de deflecție cadre.

Impulsurile de sincronizare H realizează o sincronizare indirectă a oscilatorului de linii. Acesta este cuprins în blocul *18* care mai conține comparatorul și etajul prefinal de linii necesar comenzii etajului final (*19*). Etajul final de baleiaj orizontal furnizează curentul în formă de dinte de fierăstrău necesar deflexiei H. Impulsurile de tensiune pe durata cursei inverse sînt utilizate pentru obținerea tensiunii FIT prin intermediul unui redresor multiplicator *20*. Acesta mai furnizează și tensiunea de focalizare.

Deoarece fabricantul de tuburi recomandă un curent de fascicul maxim care nu trebuie depășit televizorul în culori este dotat cu un circuit de limitare al curentului de fascicul (*21*). Prin intermediul lui se controlează nivelul de alb al semnalelor video aplicate tubului, deci cu alte cuvinte contrastul. La curenți de fascicul mici contrastul nu este influențat, urmînd ca el să fie redus cînd curentul de fascicul depășește un anumit prag.

Pentru a compensa tendința de mărire a dimensiunilor imaginii cînd strălucirea crește, din circuitul de limitare al curentului de fascicul se prelevează și două tensiuni care reduc proporțional amplitudinea curenților de baleiaj H și V.

Distorsiunile de rastru (pernă) nu se pot corecta ca în cazul televizoarelor alb-negru prin magneți întrucît apar erori de puritate care sînt de neremediat. În cazul receptoarelor TVC, pentru aceasta, se utilizează o modulare în amplitudine a curenților prin bobinele de deflexie. Astfel, amplitudinea

curentului în dinte de ferăstrău pe liniile unui semicadru este mărită la centrul imaginii și scade după o lege parabolică spre laturile orizontale de sus și jos ale TK (corecție E—V).

În mod similar, și curentul în dinte de ferăstrău din bobinele de cadre este modulat (corecție N—S).

Tuburile cinescop moderne, cum sînt de exemplu cele de tip PIL—S4, au din construcție distorsiuni N—S reduse, astfel că în general nu este necesară decît o corecție a distorsiunilor de rastru E—V.

Aceasta se face prin preluarea unor impulsuri cu frecvența de 50 Hz din blocul de baleiaj vertical, care sînt prelucrate în blocul *22* pînă capătă o formă de parabolă și apoi se aplică modulatorului cu diode din etajul final linii.

Pentru corecția erorilor de convergență, specifice tuburilor cinescop color, se utilizează în general magneți și electromagneți dispuși în jurul gîtului, cu posibilitatea de a acționa asupra fiecărui fascicul în parte. Cu ajutorul magneților se compensează erorile de convergență statică (la centrul imaginii) iar cu electromagneții erorile de convergență dinamică (pe restul ecranului). Curenții care circulă prin bobinele electromagneților au frecvența liniilor și cadrelor, fiind prelucrați de blocul *23*.

Tuburile cinescop moderne (de tip autoconvergent), prezentînd erori mici de convergență nu necesită corecții dinamice. Corecțiile statice se efectuează prin intermediul unității multipol care conține magneți inelari și care se găsește montată pe gîtul tubului. Prin intermediul acesteia se execută și corecțiile de puritate a culorilor precum și centrarea imaginii.

Blocul de alimentare *24* trebuie să îndeplinească o serie de condiții ca: randament foarte bun (spre 75%) în vederea unui consum redus de energie, stabilizare la variații de tensiuni de rețea de cel puțin $-20\% \div +10\%$, separare galvanică, protecție la suprasarcină etc.

Pentru realizarea acestor cerințe se utilizează montaje de alimentare în comutație numite și chopper. De asemenea, blocul de alimentare trebuie să furnizeze și curentul de demagnetizare a părților metalice ale cîmpului, la fiecare pornire a televizorului.

Capitolul 2

Componente radioelectronice

2.1. Componente pasive

2.1.1. Rezistoare

Rezistența electrică, așa cum s-a arătat la punctul 1.1.1. reprezintă proprietatea materialelor de a se opune trecerii curentului electric.

Componentele construite în mod special pentru a prezenta o anumită rezistență electrică se numesc *rezistoare*. Unitatea de măsură pentru rezistența electrică este ohmul (Ω) cu multiplii lui (cap. 1.1.2).

Simbolul de reprezentare a rezistoarelor în schemele electrice este acela din fig. 2.1.

În funcție de necesități, mai multe rezistențe pot fi conectate în serie sau paralel (fig. 2.1.).

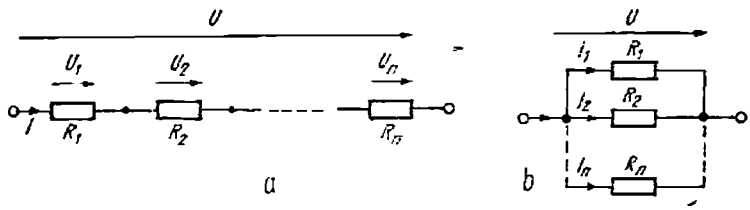


Fig. 2.1. Conectarea rezistoarelor: *a* — în serie; *b* — în paralel

La conectarea în *serie*, curentul prin fiecare rezistor este același iar tensiunea se distribuie conform legii lui Ohm proporțional cu valoarea fiecărei rezistențe. Referindu-ne la fig. 2.1.a, rezistența echivalentă este:

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + ...R_n \tag{2.1}$$

În cazul conectării în *paralel*, tensiunea este aceeași pe fiecare rezistor, iar curentul se distribuie proporțional cu valoarea fiecărei rezistențe conform aceleiași legi a lui Ohm (fig. 2.1.*b*). Rezistența echivalentă este:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + ... + \frac{1}{R_n} \tag{2.2}$$

I. — Parametrii rezistoarelor

• *Valoarea nominală* — reprezintă mărimea rezistenței prezentată în curent continuu la temperatura normală. Ea este marcată pe corpul rezistoarelor în clar sau prin codul culorilor, împreună cu toleranța.

În funcție de toleranță, mărimea rezistenței nominale este cuprinsă în serii de valori nominale stabilite de recomandări internaționale. Aceste serii sînt notate cu: E_6 (20%), E_{12} (10%), E_{24} (5%) etc.

Numărul seriei arată cîte valori sînt cuprinse într-o decadă de valori: 1—10; 10—100; 100—1000 etc. De exemplu seria E_6 conține 6 valori, iar seria E_{24} va conține 24 de valori. Fiecare serie cu un număr mai mare de valori va conține și valorile seriilor anterioare.

În tabelul 2.1 sînt prezentate valorile nominale pentru seriile uzuale E_6, E_{12} și E_{24}.

Tabelul 2.1

E_6	E_{12}	E_{24}	E_6	E_{12}	E_{24}	E_6	E_{12}	E_{24}
±20%	±10%	±5%	±20%	±10%	±5%	±20%	±10%	±5%
		1			2,2			4,7
	1			2,2			4,7	
		1,1			2,4			5,1
1			2,2			4,7		
		1,2			2,7			5,6
	1,2			2,7			5,6	
		1,3			3			6,2
		1,5			3,3			6,8
	1,5			3,3			6,8	
		1,6			3,6			7,5
1,5			3,3			6,8		
		1,8			3,9			8,2
	1,8			3,9			8,2	
		2			4,3			9,1

La marcarea rezistoarelor în clar se pot întîlni diverse situații. Astfel dacă valoarea este exprimată în Ω, se înscrie numai cifra. Exemple: 10 = 10 Ω; 150 = 150 Ω; 820 = 820 Ω; etc.

Atunci cînd valoarea se exprimă în *k*Ω sau MΩ, pe corpul rezistoarelor se inscripționează cifrele și literele K și M. Dacă cifrele conțin o virgulă, în locul ei se folosesc literele de mai sus, aceasta pentru a evita unele confuzii cauzate de ștergere. Exemplu 1K5 = 1,5 kΩ; 68K = 68 kΩ; 4M7 = 4,7 MΩ; 10M = 10 MΩ etc.

Codul culorilor se utilizează de obicei pentru rezistoarele miniatură unde inscripționarea în clar se face cu dificultate.

Tabelul 2.2. cuprinde codul culorilor pentru rezistoare.

Tabelul 2.2

Inel		Culoarea	Negru	Maro	Roşu	Portocaliu	Galben	Albastru	Violet	Gri	Alb	Auriu	Argintiu	—
A	Valoarea	Prima cifră	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—	—
B	Valoarea	A doua cifră	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—	—
C	Valoarea	Multiplicare	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	—	—	0,1	0,01	—
D		Toleranţa %	—	±1	±2	—	—	—	—	—	—	±5	±10	±20

Citirea valorii se face începînd cu inelul cel mai apropiat de terminal. Astfel dacă inelele au de exemplu următoarele culori:
A — verde; B — albastru; C — roşu; D — auriu, atunci valoarea este de 5600 Ω ± 5%.

În cazul în care în loc de patru inele există doar trei inele echidistante, atunci înseamnă că toleranţa nu e marcată şi este de ±20%.

• *Toleranţa* — reprezintă abaterea în procente a valorii reale faţă de valoarea nominală. Toleranţele rezistoarelor uzuale sînt după cum am văzut de ±5%; ±10%; ±20%.

• *Puterea disipată maximă* — reprezintă puterea în curent continuu sau alternativ pe care o poate disipa un rezistor cînd temperatura ambiantă este de 70°, într-o funcţionare îndelungată fără ca valoarea nominală să se modifice în afara prescripţiilor date de norme.

Valorile puterilor de disipaţie sînt standartizate: 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 5; 7; 10 W etc.

Pentru o bună siguranţă în funcţionare, puterea disipată în montaje nu trebuie să depăşească 70% din puterea nominală.

În fig. 2.2. se prezintă modul de notare pe scheme a puterilor de disipaţie a rezistoarelor.

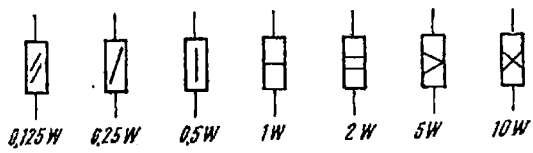


Fig. 2.2. Notarea puterilor de disipaţie

• *Tensiunea limită* — reprezintă tensiunea care se poate aplica unui rezistor, în condiţii normale de mediu fără distrugerea acestuia. Mărimea ei

depinde de tipul rezistorului, valoarea nominală (R_n) și puterea disipată maximă admisibilă (Pd). Relația de determinare este:

$$U = \sqrt{P_n \cdot R_n} \qquad (2.3.)$$

Valorile uzuale sînt: 150; 200; 250; 350; 500; 750; 1000 V

• *Coeficientul de temperatură* — se notează cu α_R și reprezintă variația relativă a rezistenței corespunzătoare unei variații a temperaturii de 1°C.

• *Tensiunea de zgomot* — reprezintă valoarea eficace a tensiunii aleatoare care apare la bornele rezistorului cînd acesta e parcurs de un curent continuu. Tensiunea de zgomot este cauzată de mișcarea termică a electronilor prin materialul rezistiv, calitatea contactului între elementul rezistiv și terminale, neomogenităților.

II. — Clasificarea rezistoarelor

Rezistoarele se pot clasifica în funcție de caracteristicile lor, după cum urmează:

După caracteristica tensiune—curent:

— rezistoare liniare la care dependența curentului de tensiunea aplicată este dată de legea lui Ohm;

— rezistoare neliniare unde curentul și tensiunea aplicată la borne nu respectă legea lui Ohm. Din această categorie fac parte termistoarele și varistoarele.

După modul constructiv:

— rezistoare cu rezistență fixă;

— rezistoare cu rezistență variabilă.

După modul de realizare al elementului respectiv:

— rezistoare bobinate;

— rezistoare peliculare;

— rezistoare de volum.

În continuare se vor descrie principalele tipuri de rezistoare clasificate după ultimul criteriu.

• *Rezistoare bobinate.* Elementul rezistiv este un conductor (izolat sau neizolat) din materiale de mare rezistivitate ca: manganina, constantanul, crom — nichelul. În țară se fabrică două tipuri uzuale de rezistoare bobinate: RBC și RBT.

Rezistoarele RBC se realizează prin bobinarea firului conductor izolat oxidic, pe un tronson cilindric din fibre de sticlă. Capetele conductorului sînt fixate de două căpăcele cilindrice din cupru la care se sudează terminalele. Corpul este introdus într-un ciment siliconic.

Puterile standard de fabricație sînt: 1, 3, 5, 7 și 9 W.

Rezistoarele RBT constau dintr-un bobinaj al conductorului rezistiv pe un suport din fibre de sticlă și care este introdus într-un corp ceramic. Pentru realizarea unui contact termic bun și totdeodată pentru fixarea mecanică se injectează un ciment alb. Terminalele pot fi scoase axial sau pe aceeași parte. Aceste rezistoare se fabrică pentru puteri de 10 și 16 W.

Rezistența nominală poate avea valori de la fracțiuni de ohmi pînă la sute de kiloohmi. Valori mari de ordinul Megohmilor se întîlnesc mai rar datorită problemelor tehnologice dificile ce apar ca urmare a secțiunii foarte mici a firului rezistiv.

Toleranțele pot fi foarte strînse pentru rezistoarele de precizie: $\pm 0{,}05 \div \pm 0{,}5\%$.

Pentru rezistoarele de uz curent toleranțele sînt: $\pm 5\%$; $\pm 10\%$; $\pm 20\%$.

Coeficientul de temperatură este foarte bun comparativ cu rezistoarele nebobinate: $\pm (2 \div 5)\ 10^{-4}$/°C.

Aceste rezistoare se mai caracterizează printr-o mare stabilitate în timp şi o temperatură ridicată de funcţionare.

• *Rezistoare cu peliculă de carbon.* (RCG). Se realizează prin depunerea pe un suport ceramic cilindric a unei pelicule rezistive de carbon obţinută prin descompunerea metanului la temperatură ridicată în vid sau în gaz inert. Pelicula de carbon e filetată pentru stabilirea valorii dorite a rezistenţei. Conexiunile din sîrmă de cupru sînt sudate pe capetele metalizate ale corpului ceramic sau pe căpăcelele de cupru.

Gama de valori este cuprinsă între limitele 10 Ω ÷ 10 MΩ iar puterile disipate uzuale sînt: 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2 W.

Acest tip de rezistoare prezintă un nivel mic de zgomot, dependenţă mică de tensiune şi frecvenţă dar au un coeficient de temperatură negativ relativ mare: $-(2 \div 12)\ 10^{-4}$/°C.

• *Rezistoare cu peliculă metalică.* Stratul rezistiv este realizat sub formă metalică depusă prin evaporare în vid pe un suport ceramic. Metalele utilizate sînt: cromul, nichelul, wolframul, tantalul. Se fabrică două tipuri de rezistoare: rezistoare cu peliculă metalică de uz general (RMG) şi rezistoare cu peliculă metalică de uz profesional (RMP).

Rezistoarele RMG sînt identice ca gabarit, putere, toleranţe cu rezistoarele cu peliculă de carbon. Deosebirea esenţială constă în coeficientul de temperatură pozitiv şi o comportare mai bună la temperaturi mari din punct de vedere al puterii disipate. Coeficientul de temperatură este cuprins între $+ (2 \div 12) \cdot 10^{-4}$/°C iar gama de valori între 1 Ω ÷ 10 MΩ.

Rezistoarele RMP sînt realizate dintr-o peliculă metalică depusă pe un suport din ceramică specială (alumină) de formă pătrată. Suportul este prevăzut cu contacte din depunere metalică, iar terminalele sînt din cupru dublu cositorit. Tot ansamblul este protejat cu rĕşină termodură.

Gama de valori este cuprinsă între 10 Ω ÷ 10 MΩ iar toleranţele sînt strînse (0,25% ÷ 5%). Prezintă o mare stabilitate în timp. Temperatura maximă de lucru poate atinge +155° fără ca valoarea să varieze reversibil cu mai mult de 0,5% faţă de valoarea nominală (la +25°C).

Coeficientul de temperatură este foarte mic: $\pm (0{,}5 - 1{,}2) \cdot 10^{-4}$/°C.

Se utilizează în aparatura profesională şi în punctele critice ale bunurilor electronice de larg consum (de exemplu, în oscilatorul de linii al televizoarelor cu CI).

• *Rezistoare cu pelicule din materiale semiconductoare.* Stratul rezistiv este realizat dintr-un semiconductor (siliciu) de tip N sau P depus pe un suport. Prezintă o foarte bună stabilitate în funcţionare, zgomot mic şi datorită compatibilităţii cu tehnologia de realizare a circuitelor integrate pot fi realizate în serie mare.

• *Rezistoare de volum.* Elementul rezistiv are forma unei bare obţinute prin presarea unui amestec pe bază de praf de grafit şi un material izolant.

Contactele se fixează la capetele barei şi întregul sistem se înglobează într-o masă plastică.

Ele au gabarit mic, sînt ieftine, prezintă o bună siguranţă în funcţionarea în condiţii dificile.

Gama de valori şi puteri este identică cu rezistoarele cu peliculă de carbon pe care le poate înlocui.

2.1.2. Termistoare

Termistoarele reprezintă o categorie de rezistoare care au o variație mare a rezistenței în funcție de temperatura corpului lor. Încălzirea se poate datora fie temperaturii mediului ambiant, fie puterii disipate prin trecerea unui curent electric.

Simbolul unui termistor este arătat în fig. 2.3.

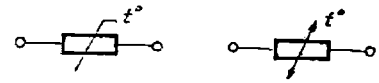


Fig. 2.3. Reprezentarea unui termistor

Tehnologia de fabricație este asemănătoare cu cea a ceramicii. Pulberea semiconductoare pe bază de oxizi de fier, crom, mangan, cobalt sau nichel, umezită cu un liant este presată și apoi extrudată sub forma unor discuri sau bare. Acestea se sinterizează la peste 1000°C. Pe suprafețele laterale se depune argint și apoi cu cositor se sudează terminalele.

I. — **Parametrii termistoarelor**

• *Rezistența nominală* — reprezintă rezistența măsurată la o temperatură de 25° și disipație nulă. Se notează cu R25. Aceasta este marcată pe corpul termistoarelor în clar sau printr-un cod al culorilor.

Pentru termistoarele fabricate în RSR acesta este: negru (10 Ω); roșu (12 Ω); portocaliu (51 Ω); albastru (62 Ω); maro (130 Ω); verde (510 Ω). Toleranțele sînt de ±10% sau ±20%.

• *Coeficientul de temperatură* — este raportul la o temperatură specificată T, dintre variația rezistenței cu temperatura și rezistența la disipație nulă:

$$\alpha_T = \frac{1}{R} \cdot \frac{\Delta R}{\Delta T} \tag{2.3}$$

El arată cu cît variază procentual rezistența pentru o variație a temperaturii de 1°C.

Termistoarele fabricate în RSR au un coeficient de temperatură cuprins între: (3÷6) %/°C.

• *Puterea maximă disipată* — reprezintă puterea pe care o poate disipa în regim permanent un termistor plasat în aer la 25°C și adus la temperatura sa maximă de utilizare prescrisă (85°C).

Puterea disipată a termistoarelor de uz general este de 0,6—1 W.

• *Raportul rezistențelor* — este raportul între rezistența măsurată la 25°C și aceea măsurată la 85°C la disipație nulă. Se notează: R25/R85.

De exemplu, pentru termistoarele utilizate la alimentarea filamentelor tuburilor electronice conectate în serie din televizoare, acest raport este 5,5.

• *Constanta de timp termică* (τ) — reprezintă timpul necesar unui termistor pentru ca temperatura sa să ajungă la 63,2% din temperatura sa finală, atunci cînd este supus unei variații bruște de temperatură în condiții de disipație nulă. Valorile sînt cuprinse între 40 și 220 secunde.

II. — *Clasificarea termistoarelor*

Din punct de vedere al coeficientului de temperatură există două categorii:

• Termistoare cu coeficient negativ de temperatură (NTC) la care rezistența scade cu creșterea temperaturii. Acestea au cea mai largă utilizare în

circuitele unde se impune necesitatea compensării termice, a punctelor de funcționare ale dispozitivelor semiconductoare.

• Termistoare cu coeficient de temperatură pozitiv (PTC) la care rezistența crește simultan cu creșterea temperaturii. Aria de utilizare a lor este mai mică. Cazul tipic întîlnit în aparatura radioelectronică este folosirea lor în circuitul de demagnetizare automată a părților metalice aferente tuburilor cinescop color.

Din punct de vedere constructiv întîlnim următoarele tipuri:

• Termistoare de uz general, disc, neprotejate (TG 021, TG 1000). Sînt realizate dintr-un disc cu armături de argint. Terminalele sînt din fire de cupru cositorite. Rezistența nominală este cuprinsă între 10—510 Ω iar puterea disipată între 0,75—1 W. Nu sînt marcate.

• Termistoarele de uz general, disc, protejate prin lăcuire (TB 121, TG 1100). Sînt asemănătoare constructiv și ca parametri cu primul tip.

• Termistoarele de uz general, încapsulate (TG 621, TG 6000). Sînt termistoare de tip disc montate în capsule metalice cu șurub și izolate cu rășini.

Se utilizează la locurile unde se cere un contact termic bun (radiatoarele tranzistoarelor) combinat cu o bună izolație.

• Termistoare cilindrice pentru protecția filamentelor tuburilor electronice din TV (TI 4001). Ele prezintă o rezistență nominală (R25) de 1 K Ω ± ± 20% care poate scădea cînd temperatura de regim de 160°C este atinsă, la cca 40 Ω. Curentul nominal este de 300 mA.

2.1.3. Varistoare

Varistoarele sînt rezistoare nelineare la care valoarea rezistenței descrește cu tensiunea aplicată. În literatură se găsesc întîlnite și sub denumirea de VDR. Caracteristica statică curent/tensiune este asemănătoare cu aceea a două diode semiconductoare montate în antifază. În figura 2.4. se prezintă această caracteristică și simbolul de reprezentare în schemele electrice.

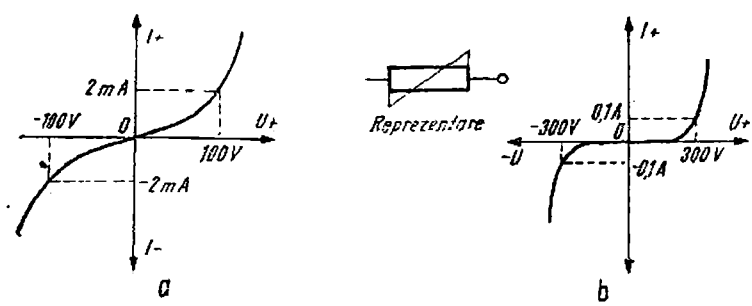


Fig. 2.4. Caracteristica curent-tensiune a varistoarelor: *a* — cu carbură de Si; *b* — cu oxid de Zn.

Ca și în cazul termistoarelor, tehnologia este asemănătoare cu aceea a ceramicii. Carbura de siliciu sau oxidul de zinc sub formă de praf se amestecă cu un liant ceramic. Pasta formată se presează, se extrude sub formă de baghete cilindrice și apoi se sinterizează la cca 1000°C. Armăturile și termi-

nalele se realizează ca la termistoare sau condensatoare ceramice. La exterior există un lac izolat care asigură protecția față de mediu.

Forma caracteristicii curent — tensiune depinde de compoziție.

I. — **Parametrii varistoarelor**

• *Caracteristica electrică* — reprezintă legea de variație a tensiunii la borne în funcție de curentul care trece prin varistor:

$$U = C \cdot I^{\beta} \tag{2.4}$$

unde: U este tensiunea aplicată; I — curentul de conducție; β — coeficientul de neliniaritate (0,02—0,40); C — constanta materialului utilizat (15—1000).

• *Curentul și tensiunea nominală* — acestea se definesc împreună la fiecare tip de varistor datorită legii de variație neliniare.

• *Puterea nominală* — este puterea maximă la care poate fi încărcat varistorul fără a periclita fiabilitatea și stabilitatea parametrilor.

• *Tensiunea repetitivă maximă* — este tensiunea maximă admisibilă atunci cînd varistoarele sînt utilizate în impulsuri.

• *Asimetria curenților* — se exprimă în procente și exprimă diferența dintre valorile pozitive și negative ale curenților cînd tensiunea pozitivă și respectiv negativă aplicată este aceeași.

II. — **Clasificarea varistoarelor**

În funcție de valoarea maximă a curentului (I_n) și tensiunii (U_n) nominale varistoarele se pot împărți în următoarele clase:

• clasa 2 : $I_n \leqslant 2\text{mA}$
• clasa 3 : $2\text{mA} < I_n \leqslant 3\text{mA}$ } $U_n = 25 - 50$ V
• clasa 4 : $3\text{mA} < I_n \leqslant 4\text{mA}$

• varistoare de înaltă tensiune: $I_n \leqslant 10$ mA; $U_n = 680—1350$ V.

Din punct de vedere constructiv, se fabrică în RSR următoarele tipuri:

• Varistoare de tip disc, fără terminale (VP 10.000). Fac parte din clasele 3 și 4. Armăturile sînt parțial metalizate, nelăcuite și marcarea se face prin punct colorat.

• Varistoare de tip disc cu terminale (VG 1308 și VP 11.000). Sînt asemănătoare cu primele avînd în plus terminale de cupru și lac protector. Marcare se face în clar. Se utilizează pentru protecția contactelor, suprimarea scînteilor, stabilizarea tensiunilor.

• Varistoare cilindrice de înaltă tensiune (VT 41.000). Au o protecție cu lac, armăturile de argint iar contactele sînt asigurate prin căpăcele cu terminale din cupru cositorit. Marcarea se face prin inscripționarea pe corp a tensiunii nominale și a toleranței ei.

Puterea disipată nominală este de 0,8 W la 25°C. Se utilizează în receptoarele TV pentru redresarea impulsurilor nesimetrice, stabilizarea tensiunilor sau pentru limitarea vîrfurilor de tensiune din etajele de cadre.

2.1.4. Condensatoare

Condensatorul reprezintă un sistem de două conductoare (armături) despărțite printr-un dielectric. Principala sa caracteristică este *capacitatea.*

Dacă la bornele unui condensator se aplică o diferență de potențial U atunci el acumulează o sarcină electrică Q care este determinată de valoarea capacității C conform relațiilor:

$$Q = C \cdot U \qquad U = \frac{Q}{C} \qquad C = \frac{Q}{U} \tag{2.5}$$

Unitatea de măsură este faradul (F). Valorile uzuale ale capacităților sînt date în submultipli (subcapitolul 1.1.2).

Din punct de vedere energetic o capacitate C încărcată la o tensiune U înmagazinează o energie a cîmpului electric dintre armături egală cu:

$$W = \frac{1}{2} CU^2 \tag{2.6}$$

Ea se măsoară în joule [J]; 1 J = 1 W · s.

Capacitatea electrică a unui condensator plan este direct proporțională cu suprafața armăturilor (S), constanta dielectrică absolută a mediului dintre armături (ε) și invers proporțională cu distanța dintre ele:

$$C = \frac{\varepsilon S}{d} \tag{2.7.}$$

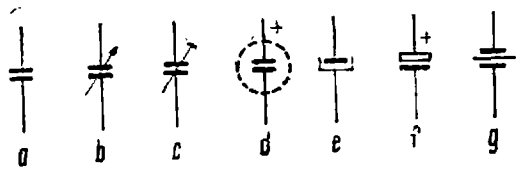


Fig. 2.5. Reprezentarea condensatoarelor: *a* — fixe; *b* — variabile; *c* — semireglabile; *d*, *e*, *f* — electrolitice; *g* — de trecere

ε este produsul dintre permitivitatea vidului (ε_0) și permitivitatea relativă a mediului dielectric (ε_r) : $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$.

Pe schemele electrice condensatoarele se pot reprezenta prin simbolurile din fig. 2.5.

Condensatoarele în funcție de necesități, se pot grupa în serie sau paralel (fig. 2.6.)

Prin conectarea în *paralel* (fig. 2.6. *b*) efectul este similar cu acela al măririi suprafețelor armăturilor și capacitatea echivalentă este:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots + C_n \tag{2.8.}$$

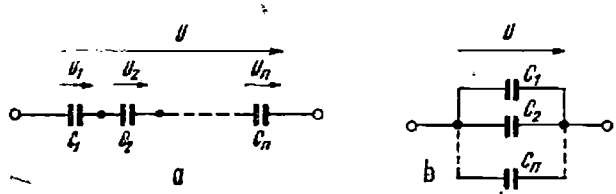


Fig. 2.6. Conectarea condensatoarelor: *a* — în serie; *b* — în paralel

Conectarea în *serie* (fig. 2.6. *a*) este similară cu mărirea distanței dintre armături și astfel capacitatea echivalentă este mai mică decît oricare din capacitățile grupului. Ea se calculează cu relația:

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + - + \frac{1}{C_n} \tag{2.9}$$

Conectarea în paralel se utilizează în general pentru obținerea unei capacități de valoare mare iar conectarea în serie cînd este necesară o capacitate de tensiune mare.

Prin conectarea unei capacități într-un circuit de curent continuu, curentul nu mai circulă datorită prezenței dielectricului între armături. Dacă însă la bornele lui se aplică o tensiune alternativă cu frecvența f, atunci pe cele două armături se vor acumula sarcini care își schimbă semnul în pas cu această frecvență. Cu alte cuvinte electronii trec de pe o armătură pe alta — executînd o mișcare oscilatorie — prin circuitul exterior și nu prin dielectric. Deplasarea de electroni prin acest circuit reprezintă un curent alternativ cu frecvența f.

În momentele în care tensiunea la borne atinge valoarea maximă, numărul de electroni de pe armături este maxim, mișcarea lor încetează și curentul prin circuit este nul. Atunci cînd tensiunea aplicată trece prin zero, numărul de electroni acumulați este și el zero. În acest caz toți electronii sînt în circuitul exterior determinînd prin aceasta un curent maxim. Fenomenele de mai sus se pot concluziona astfel: cînd tensiunea de la bornele capacitorului atinge valoarea maximă, curentul prin circuit este zero, iar cînd tensiunea este zero, curentul este maxim. Deci între curent și tensiune există un defazaj. Dacă tensiunea și curentul sînt sinusoidale, atunci acesta este de 90° (fig. 2.7.*a*.).

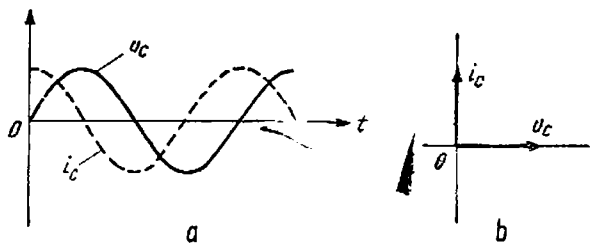


Fig. 2.7. Curentul și tensiunea pe condensator:
a — variația în timp; *b* — diagrama vectorială

Dacă se alege ca origine a timpului momentul de trecere prin zero al tensiunii, din aceeași figură 2.7.*a*. se observă că semnul defazajului este minus (curentul este defazat înaintea tensiunii de la borne).

În fig. 2.7.*b*. este arătată reprezentarea vectorială a tensiunii și curentului. În realitate datorită rezistențelor de pierderi care apar în circuit acest defazaj este mai mic de 90°.

Intensitatea curentului din circuit depinde de cantitatea de electroni puși în mișcare, altfel fiind spus depinde de valoarea capacității *(C)*, amplitudinea tensiunii alternative aplicate *(U)* și viteza de deplasare a electronilor care este proporțională cu frecvența sau pulsația (ω):

$$I = \omega C U \tag{2.10}$$

Dacă încercăm să scriem legea lui Ohm în c.a. prin raportul dintre U și I din relația (2.10) se poate defini o mărime numită *reactanță capacitivă:*

$$Xc = -\frac{1}{\omega C} \tag{2.11}$$

Semnul minus arată că ea este de semn contrar cu reactanţa inductivă ($X_L = \omega L$). Unitatea de măsură este ohmul (Ω).

Variaţia ei cu frecvenţa este prezentată în fig. 2.8.

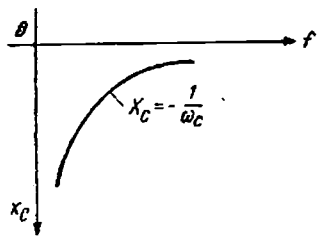


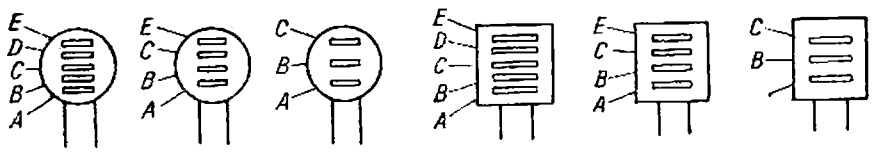
Fig. 2.8 Variaţia cu frecvenţa a reactanţei capacitive.

I. — Parametrii capacitoarelor

• *Capacitatea nominală.* (C_n) — reprezintă mărimea capacităţii marcată pe corpul condensatoarelor. Aceasta, în funcţie de toleranţă, la marea majoritate a capacitoarelor este cuprinsă în serii de valori: E6 (20%), E12 (10%), E24 (5%) etc. Marcarea este executată în clar, iar în unele cazuri (condensatoare ceramice) prin codul culorilor.

În tabelul 2.3 este prezentat modul de marcare al condensatoarelor ceramice.

Tabelul 2.3



	Culoarea	Negru	Maro	Roşu	Portocaliu	Galben	Verde	Albastru	Violet	Gri	Alb	Auriu
	Coeficientul de temperatură ($\times 10^{-6}$) A	0	—33	—75	—150	—220	—330	—470	—750	—	—	100
Capacitatea	Prima cifră B	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—
Capacitatea	A doua cifră C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	—
Capacitatea	Coeficient de multiplicare D	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	—	—	0,01	0,1	—
Toleranţa	$C_n > 10$ pF E	20%	1%	2%	—	—	5%	—	—	—	10%	—
Toleranţa	$C_n \leqslant 10$ pF	—	—	0,25 pF	—	—	0,5 pF	—	—	—	1 pF	—

• *Toleranţa* — reprezintă deviaţiile maxime admisibile ale valorii reale a capacităţii de la valoarea nominală. Marcarea ei pe corpul condensatoarelor se face în clar sau prin codul culorilor în procente pentru $C_n > 10$ pF sau în picofarazi pentru $C_n \leqslant 10$ pF.

Spre deosebire de rezistoare, există cazuri cînd toleranţa pozitivă diferă de cea negativă. Astfel, la condensatoarele ceramice marcate cu trei

dungi colorate care indică doar valoarea nominală, toleranța este în general cuprinsă între: $-20 \div +80\%$. Un alt exemplu în acest sens îl constituie condensatoarele electrolitice, care pot avea toleranța de $-20\% \div +100\%$.

• *Coeficientul de temperatură* — reprezintă variația relativă a capacității nominale pentru o variație a temperaturii de 1°C. Coeficientul de temperatură are valori standardizate date în tabelul 2.3. Acesta poate fi marcat prin codul culorilor sau în clar prin litere a căror semnificație este:

$$H = -33 \cdot 10^{-6}/^{0}C$$
$$P = -150 \cdot 10^{-6}/^{0}C$$
$$U = -750 \cdot 10^{-6}/^{0}C$$

Condensaroarele cu coeficient negativ de temperatură se utilizează de regulă pentru compensarea modificării frecvenței circuitelor acordate deoarece bobinele au coeficient pozitiv de variație a inductanței cu temperatura.

• *Tensiunea nominală* (U_n) — reprezintă tensiunea continuă maximă care se poate aplica permanent pe condensator, la temperatura de 40°C, fără ca acesta să-și modifice parametrii în afara unor limite admise. Aceasta este de regulă inscripționată în clar pe corpul condensatorului cu cîteva excepții. Astfel, la condensatoarele cu folii din polistiren sau styroflex, tensiunea nominală este marcată printr-un inel colorat aplicat pe extremitatea situată lîngă terminalul legat la armătura exterioară. Semnificația culorilor este: albastru — 25 Vcc; galben — 63 Vcc; roșu — 160 Vcc; verde — 250 Vcc; negru — 630 Vcc; negru + marcaj în clar — 1000 Vcc.

• *Tensiunea de vîrf* (U_0) — reprezintă tensiunea la care condensatorul poate rezista fără a se străpunge un interval scurt de timp (de la cîteva secunde la cîteva minute).

• *Gama temperaturilor nominale* — este domeniul de temperatură ale mediului ambiant în care condensatorul poate funcționa fără a-și modifica parametrii în afara unor limite impuse de norme.

• *Curentul de fugă* (I_f) — este curentul de conducție care trece prin condensator cînd i se aplică o anumită tensiune continuă pe terminale.

• *Rezistența de izolație* (R_{iz}) — reprezintă raportul dintre tensiunea continuă aplicată capacitorului și curentul ce trece prin el măsurat după 1 minut la temperatura de 20°C.

• *Tangenta unghiului de pierderi* ($tg\delta$) — este raportul dintre puterea activă și puterea reactivă a condensatorului pentru o tensiune alternativă de o anumită frecvență

• *Domeniul de frecvență* în care se utilizează diverse tipuri de condensatoare depinde de inductanța parazită proprie datorită construcției și terminalelor, de calitatea dielectricului etc. Acesta este reprezentat în fig. 2.9.

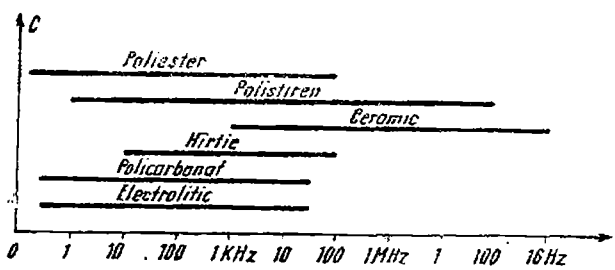


Fig. 2.9. Domeniile de utilizare în funcție de frecvență a condensatoarelor.

II. — Clasificarea condensatoarelor

Condensatoarele utilizate în radioelectronică se împart în condensatoare cu capacitate fixă, variabilă și semireglabilă.

În continuare se vor trata principalele tipuri de condensatoare fixe.

• *Condensatoare cu hîrtie* — au ca dielectric două sau trei foi de hîrtie specială impregnată cu ulei sau ceară. Armăturile sînt din foițe de aluminiu care se rulează în spirală împreună cu dielectricul. Protecția se realizează prin mulaj în compund epoxidic sau prin tuburi de aluminiu cu capacele din cauciuc.

Capacitățile nominale sînt de la 100 pF pînă la cca 5 μF cu toleranțe de ±20%; ±10; ±5%.

Tensiunile nominale pot depăși 1000 V. Tangenta unghiului de pierderi este destul de mare (pînă la 0,01) și crește rapid cu frecvența. Gama de temperaturi de lucru este mare putînd atinge valorile extreme de —55°C și +100°C. Se utilizează în montajele electronice pentru cuplaje, decuplaje, unde există tensiuni continue mari însoțite de componente alternative sau impulsuri importante.

O variantă a acestor condensatoare o constituie capacitoarele cu hîrtie metalizată unde armăturile sînt formate prin depunerea aluminiului în vid direct pe foiță de hîrtie. Protecția este realizată în mod similar. Ele au un volum redus și proprietatea că în cazul unor străpungeri a dielectricului se autoregenerează prin volatilizarea metalului în zona respectivă. Datorită grosimii foarte mici a armăturilor, aceste capacitoare nu suportă vîrfuri de curenți mari. De aceea se utilizează mai puțin în circuitele cu componentă alternativă sau de impuls mare, fiind indicate pentru circuitele de curent continuu.

• *Condensatoare cu poliester metalizat (mylar)*. Dielectricul este constituit din folii de policarbonat iar armăturile se realizează prin depuneri în vid a unor pelicule foarte subțiri de aluminiu. Datorită acestei construcții prezintă proprietatea de autoregenerare în caz de străpungere. Protecția la mediu se realizează prin înglobare în mulaje cilindrice sau dreptunghiulare de compund epoxidic. Au avantajul unei capacități mari într-un volum mic combinat cu o fiabilitate ridicată.

Gama de valori este cuprinsă între 10 nF și 2,2 μF iar toleranțele sînt destul de mari: ±10%; ±20%. Tensiunile nominale la condensatoarele PMP fabricate în RSR sînt standardizate: 100, 250, 400, 500 Vcc. Coeficientul de temperatură pozitiv este destul de mare $(300—800)10^{-6}/°C$. Gama de temperaturi de lucru este largă: —40 ÷ +85°C. Se utilizează în circuite unde componenta de curent alternativ sau de impuls este mică.

• *Condensatoare cu polipropilenă* — au ca dielectric un material termoplastic neutru obținut prin polimerizarea polipropilenei. Armăturile pot fi metalizate depuse pe polipropilenă sau din folii de aluminiu.

Gama de valori și toleranțele sînt asemănătoare cu ale condensoarelor cu hîrtie. Prezintă însă următoarele avantaje: pierderi foarte mici cu frecvența, temperatură maxima de utilizare superioară (+150°C). Datorită rigidității dielectrice a polipropilenei de 30 kV/mm, foliile sînt foarte subțiri și se pot realiza condensatoare de valoare și tensiune mare la volum mic.

Se utilizează în curent alternativ ca de exemplu pentru alimentarea filamentelor la televizoare (H_2). De asemenea sînt indicate în domeniul de frecvență 1—100 KHz, în regim de impulsuri cu flancuri abrupte. Un exemplu tipic de utilizare în schemele televizoarelor cu CI îl constituie condensatorul de acord pe durata cursei inverse de linii a etajului final de baleiaj orizontal.

• *Condensatoare cu polistiren (Styroflex)* — au ca dielectric folii dintr-un material termoplastic (polistirenul) cu denumirea comercială de Styroflex. Armăturile sînt formate din foiţe de aluminiu iar terminalele care pot fi axiale sau la acelaşi capăt sînt din cupru cositorit. Pentru o bună etanşare faţă de mediul exterior, după bobinare, printr-un tratament termic se obţine o contracţie a peliculei de polistiren la marginile cilindrului. Gama de valori este cuprinsă între 20 pF şi 470 nF. Toleranţele pot fi foarte strînse: 1%, 2%; 5% etc. Tensiunile nominale sînt între 25÷1000 Vcc şi se marchează prin codul culorilor după cum s-a arătat mai înainte. Sînt foarte stabile cu temperatura care nu poate însă depăşi 70°C.

Se utilizează în circuitele acordate, oscilatoare de precizie şi în general în toate locurile unde pierderile, stabilitatea în timp şi cu temperatura, toleranţa, sînt criterii esenţiale.

• *Condensatoare ceramice* — sînt formate dintr-un suport dielectric ceramic sub formă de disc, plachetă sau cilindru.

Armăturile sînt realizate prin depunerea pe cele două feţe a unor pelicule de argint de care se sudează terminalele. Întregul ansamblu se protejează cu un compund peste care apoi se aplică ceară.

Marcarea se face în clar sau prin codul culorilor prezentat anterior.

După natura ceramicii utilizate există condensatoare de tip I cu permitivitate dielectrică mică (5—220) şi condensatoare de tip II cu permitivitate dielectrică foarte mare (1 500—15 000).

Condensatoarele ceramice de tip I se fabrică în gama de valori de la 1,5 pF la 1000 pF. Coeficientul de temperatură este determinat şi marcat pe corpul capacitorului prin litere sau codul culorilor. Tensiunea nominală este de 63V la condensatoarele plachetă şi de 500 V, 1, 2, 3, KV la cele disc. Toleranţele sînt relativ strînse: $\pm 5\%$; $\pm 10\%$.

Condensatoarele ceramice de tip II pot avea valori în domeniul de la 100 pF la 100 nF. Coeficientul de temperatură este nedifinit. Tensiunea nominală este de 30 V pentru condensatoarele plachetă şi de 500 V, 1, 2, 3 KV pentru condensatoarele disc. Toleranţele lor sînt mari putînd ajunge la $-20\% \div +80\%$.

Gama temperaturilor de lucru a condensatoarelor ceramice este cuprinsă între -40°C şi $+85$°C. Aria de utilizare este foarte largă: circuite de RF, AF, impulsuri etc.

O categorie aparte de condensatoare ceramice o constituie *condensatoarele de izolare galvanică a bornei de antenă* faţă de şasiul televizoarelor alimentate direct de la reţea. Acestea trebuie să asigure izolarea bornei de antenă la ambii poli şi să reziste necondiţionat la o tensiune alternativă eficace de 400 V.

Condensatoarele din familia CZ 12 fabricate în RSR au gama de valori cuprinsă între (40÷220) pF, toleranţa de $\pm 20\%$, rezistenţa de izolaţie mai mare de $6 \cdot 10^3$ MΩ şi coeficientul de temperatură de $(-100 \pm 500) \cdot 10^{-6}$/°C.

În procesul de fabricaţie ele se supun unor tensiuni de probă după cum urmează:

1. 2400 V_{ef} (50Hz) timp de 2 secunde, control bucată cu bucată;

2. 2400V_{ef} (50Hz) timp de 1 minut, control prin prelevarea unui număr de piese din fiecare lot testat la proba 1;

3. 2400V_{ef} (50Hz) între terminale şi suprafaţa exterioară.

• *Condensatoare electrolitice* — se bazează pe proprietatea oxizilor unor metale ca aluminiul şi tantalul, de a conduce într-un sens şi de a prezenta o rezistenţă de blocare mare în celălalt sens. De aceea, aceste condensatoare sînt polarizate.

Anodul este format dintr-o folie de aluminiu de înaltă puritate, groasă de 60—100 microni, care este oxidată simultan pe ambele părți prin electroliză. Stratul de oxid gros de circa o miime de micron pentru fiecare volt al tensiunii nominale, constituie dielectricul. Pentru mărirea suprafeței anodului și deci pentru obținerea de capacități mari într-un volum mic, ea nu este netedă ci asperizată prin corodare electrochimică.

Catodul este o soluție de acid boric, hidroxid de amoniu și glicoletilenă, care pătrunde în toți porii anodului. Această soluție este menținută în contact cu stratul de oxid anodic pe toată suprafața prin impregnarea a 2—5 foițe de hîrtie fără impurități. Contactul catodic se realizează prin altă folie de aluminiu dar de grosime mult mai mică (10 microni), care se așază peste foliile de hîrtie. Întreg ansamblul, format din două folii de aluminiu (anodul și contactul catodic), avînd între ele foițele de hîrtie este apoi rulat pînă capătă o formă cilindrică. Acesta se introduce apoi în tuburi de aluminiu etanșate cu dopuri de cauciuc. Contactul anodic este izolat iar contactul catodic se leagă la carcasă.

După asamblarea condensatoarelor, urmează procesul de formare care constă în aplicarea unei tensiuni ($U_{\mathcal{F}}$) mai mare cu 5—10% față de tensiunea de vîrf. U_V este mai mare cu 10—50%, decît tensiunea nominală (U_n). Funcționarea condensatoarelor la tensiuni mai mari ca U_V duce la creșterea rapidă a curentului de fugă manifestată prin încălzirea puternică și degajare de gaze și în ultimă instanță deteriorarea lor.

Dacă se aplică o tensiune inversă (minus pe anod), atunci condensatorul nu conduce pînă la o valoare de 2—3 V, după care curentul crește brusc asemănător ca la o diodă Zener, producîndu-se deteriorarea printr-o încălzire exagerată. Fenomenul se explică prin faptul că stratul de oxid depus pe folia de metal (aluminiu) se comportă ca o joncțiune semiconductoare metal — oxid (MO) de tip NP cu pragul de deschidere de 2—3 V.

În cazul în care se dorește obținerea de condensatoare de mare capacitate nepolarizate, aceasta se realizează prin legarea în serie dar în antifază a două condensatoare electrolitice (ambii anozi sau ambii catozi conectați împreună).

Gama de valori a condensatoarelor electrolitice este foarte largă mergînd de la 1 μF pînă la 10 000 μF. Toleranțele uzuale sînt în limitele de —20% și +100%. Domeniul admis al temperaturilor de lucru este cuprins între —20°C și +70°C. Curentul de fugă depinde de capacitatea și tensiunea nominală putînd fi determinat cu o relație dată în catalog pentru fiecare tip de condensator.

Datorită modului de realizare constructiv, condensatoarele electrolitice prezintă o inductanță pronunțată care este supărătoare în circuitele de decuplare De aceea, cînd este necesar, se montează în paralel, condensatoare de valori mici, neinductive, cum ar fi condensatoarele ceramice sau cele cu poliester metalizat.

O problemă specifică condensatoarelor electrolitice apare atunci cînd din diferite motive, acestea nu sînt utilizate un timp mai mare de un an de zile. În acest caz are loc o degradare a stratului de oxid de către electrolit și pentru a le face reutilizabile este necesar a le aplica o tensiune nominală timp de cca o oră.

Față de condensatoarele electrolitice cu aluminiu, condensatoarele cu tantal prezintă o serie de avantaje: gama frecvențelor de lucru este mai largă, temperatura minimă de funcționare este mai coborîtă, fiabilitatea este mai ridicată, timpul de stocare este mai mare, iar curentul de fugă este extrem de mic.

2.2. Componente active

2.2.1. Generalități

Componentele active moderne au la bază tehnologii care presupun largi cunoștințe despre fizica corpului solid. Din punct de vedere al conductibilității, materialele se împart în trei categorii: metale conductoare, semiconductoare și izolatoare.

Semiconductoarele constituie materialul de bază al componentelor active moderne. La acestea, spre deosebire de conductoare și izolatoare, conductibilitatea depinde foarte mult de: temperatură, iluminare și impurificare cu materiale străine.

Materialele semiconductoare uzuale sînt germaniul (Ge) și siliciul (Si). Ambele fac parte din grupa a IV-a a tabelului lui Mendeleev, avînd patru electroni de valență pe ultima orbită.

Semiconductoarele pure, la rece, se comportă aproape ca un izolator. Electronii de valență sînt fixați și asigură legăturile dintre atomi(fg. 2.10 a) astfel că nu există purtători de sarcină liberi.

Prin injectarea de energie, de exemplu sub formă de căldură, un număr mic de electroni se poate elibera din legături putîndu-se mișca printre atomi. Acesta este cazul de conducție al semiconductoarelor pure, sau intrinseci.

Conductibilitatea semiconductoarelor se mai poate mări și prin dotarea în cantități extrem de mici cu atomi străini obținîndu-se așa-numitele semiconductoare extrinseci. Dotarea se face utilizînd elemente din grupele vecine (a treia și a cincea) obținîndu-se semiconductoare de tip P și respectiv N.

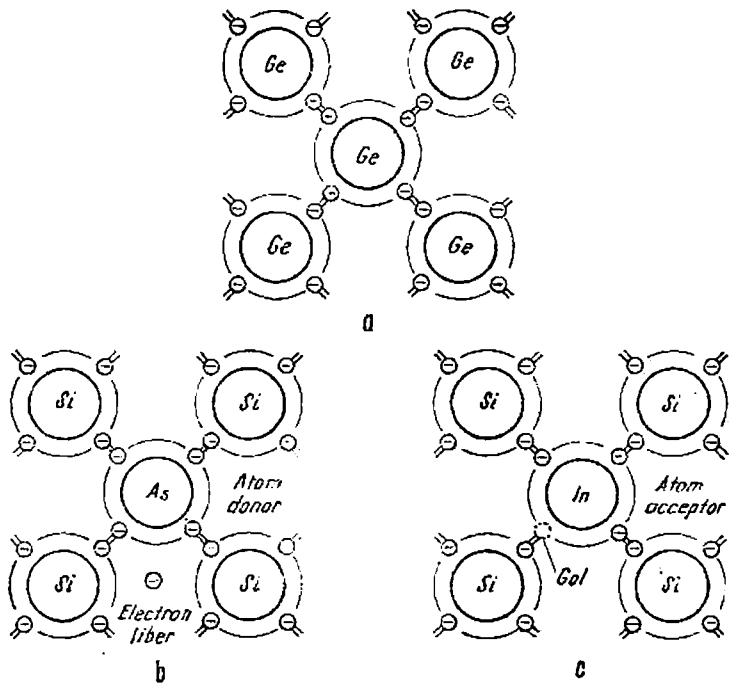


Fig. 2.10. Semiconductoare intrinseci și extrinseci: *a* — intrinseci; *b* — extrinseci tip *N*, *c* — extrinseci tip P.

Semiconductorul de tip N constă deci, dintr-un semiconductor pur în a cărui rețea cristalină s-au introdus atomi cu cinci electroni de valență din grupa a V-a, ca de exemplu arsenul (As). Patru electroni de valență ai arsenului asigură legăturile cu atomii vecini ai semiconductorului iar cel de al cincilea, rămînind slab legat de atomul său, devine disponibil și chiar la temperaturi obișnuite, poate căpăta o mișcare liberă (fig. 2.10 *b*).

Acești atomi capabili să producă electroni liberi se numesc donori. Eliberînd electroni, ei devin încărcați pozitiv. O dotare normală de tip N la siliciu presupune o proporție de 1 atom donor la 10^7 atomi de Si, iar o dotare puternică N^+, 1 atom donor la 10^4 atomi de Si.

Semiconductorul de tip P se obține prin dotarea semiconductorului pur cu atomi din grupa a treia cu trei electroni de valență ca de exemplu indiu (In). Ca urmare a acestui fapt, una din legăturile rețelei rămîne nesatisfăcută și în cazul cînd un electron dintr-o legătură vecină primește o cantitate foarte mică de energie (prin agitație termică) el poate completa legătura lipsă. Locul lui rămîne vacant și poate capta prin același mecanism un alt electron. Cu alte cuvinte un atom trivalent a dat naștere unui gol mobil în semiconductor. Acești atomi care pot capta electroni se numesc atomi acceptori (fig. 2.10 *c*). Preluînd electroni, ei devin încărcați negativ.

O dotare normală de tip P la siliciu cuprinde o proporție de 1 atom acceptor la 10^6 atomi de Si iar o dotare puternică P^+, 1 atom acceptor la 10^4 atomi de Si.

Din cele arătate mai sus se poate concluziona că semiconductorul de tip N conține sarcini negative în exces (electroni), iar semiconductorul de tip P sarcini pozitive (goluri) care se pot deplasa prin rețeaua cristalină a semiconductorului sub influența unor cauze energetice aplicate din exterior (căldură, lumină, forță electromotoare).

Dotarea semiconductoarelor pure se poate face prin diverse procedee tehnologice ca: alierea, difuzia, implantarea ionică etc.

Dacă la un cristal semiconductor se realizează prin dotare două zone N și P vecine, atunci apare o joncțiune PN în care au loc o serie de fenomene care stau la baza funcționării dispozitivelor semiconductoare.

În situația cînd nu se aplică tensiune, datorită distribuției neuniforme a purtătorilor, goluri din zona P vor difuza în zona N, iar electronii din zona N difuzează în zona P pînă la echilibrare (fig. 2.11 *a*). Electronii care trec în zona P se recombină cu o parte a golurilor care sînt purtători majoritari, iar golurile care trec în zona N se vor combina cu o parte a electronilor majoritari. Datorită plecării golurilor din zona P, rămîn atomi acceptori necompensați care sînt încărcați negativ iar prin plecarea electronilor din zona N, apare de asemenea un număr de atomi donori încărcați pozitiv necompensați.

Între zona N și P se instalează astfel un strat electric dublu (fig. 2.11 *b*) caracterizat printr-un cîmp electric (respectiv diferență de potențial) care se

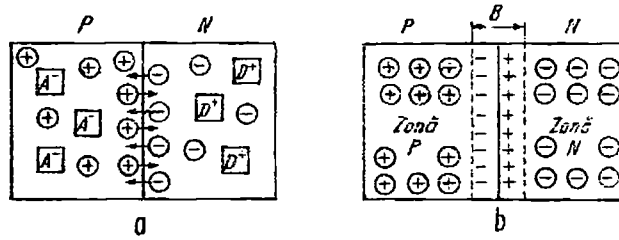


Fig. 2.11. Joncțiunea PN nepolarizată: *a* — difuzia purtătorilor; *b* — stratul de barieră;

opune deplasării în continuare a purtătorilor de sarcină. Acest strat se mai numește strat de barieră iar diferența de potențial, diferență de potențial de contact. Pentru germaniu este 0,2 — 0,3 V iar pentru siliciu 0.55 — 0,7 V.

Dacă se aplică o tensiune cu plusul pe zona N și minusul pe P atunci electronii sînt atrași de borna pozitivă iar golurile de borna negativă a bateriei. Stratul de barieră se lărgește și joncțiunea este blocată, fiind polarizată în sens invers (fig. 2.12 *a*).

Dacă însă se inversează polaritatea bateriei, este posibil ca stratul de barieră să dispară la aplicarea unei diferențe de potențial mai mare ca diferența de potențial de contact specifică materialului semiconductor. Golurile migrează spre borna minus iar electronii spre borna plus, astfel că prin circuitul exterior se închide un curent I. Se spune că joncțiunea este polarizată direct sau este în conducție (fig. 2.12 *b*).

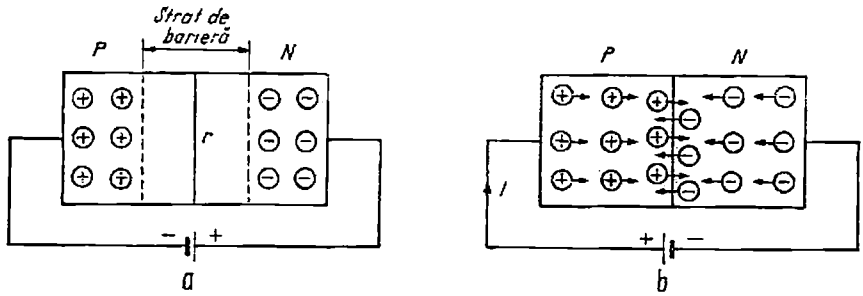


Fig. 2.12. Joncțiunea PN polarizată: *a* — invers; *b* — direct.

Stratul electric dublu al joncțiunii PN, lipsit de purtători mobili de sarcină se comportă ca un izolator perfect, ceea ce permite să se definească o capacitate, numită capacitate de barieră.

$$C_b = \frac{\varepsilon S}{D_b} \qquad (2.12.)$$

unde ε este permitivitatea dielectrică a materialului semiconductor, S este suprafața joncțiunii iar D_b este grosimea stratului de barieră.

Deoarece grosimea regiunii de barieră depinde de tensiunea inversă, valoarea capacității variază invers proporțional cu aceasta.

Cazul practic de aplicație al acestei proprietăți îl constituie diodele varicap.

2.2.2. Diode semiconductoare

Dioda semiconductoare este constituită dintr-o joncțiune PN la care s-au atașat contacte. Aceasta, din motive de protecție față de mediul exterior, este introdusă într-o capsulă de sticlă, metal sau material plastic.

Regiunea P constituie anodul diodei, iar regiunea N catodul. Sensul curentului în conducție directă este de la anod la catod. Simbolul general utilizat în schemele electrice este prezentat în fig. 2.13 *a* iar simbolurile diverselor tipuri de diode în fig. 2.13 b.

Catodul la diodele în capsulă de sticlă sau de material plastic este marcat de regulă cu unul sau două inele colorate.

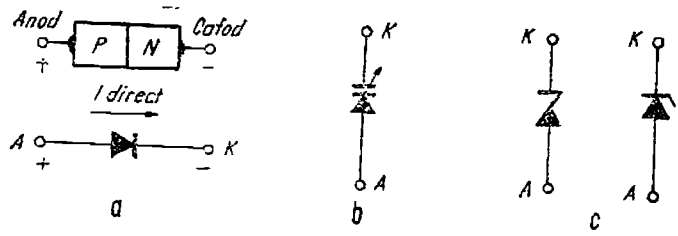


Fig. 2.13. Dioda semiconductoare: *a* — simbol general; *b* — diodă varicap; *c* — diodă Zener.

Dacă se aplică diodei o tensiune continuă U_d în sensul de conducție, atunci ea se poate deschide cînd este depășită tensiunea de prag. Curentul crește parabolic cînd tensiunea U_d crește.

În cazul în care tensiunea este aplicată în sensul blocării (U_{inv}), teoretic nu trebuie să existe curent. Practic însă, datorită nivelului de puritate tehnic uzual al materialelor semiconductoare, există un curent invers de $10^4 - 10^7$ ori mai mic decît curentul direct. Acest curent este mare la diodele cu Ge și foarte mic la diodele cu Si. El crește rapid cu temperatura datorită accelerării produsului de formare al purtătorilor de sarcini. Experimental se constată o dublare a curentului invers la fiecare 6°C pentru Si și la fiecare 10°C pentru Ge.

În cazul în care tensiunea inversă depășește o anumită limită, curentul invers crește în avalanșă.

În fig. 2.14 este prezentată caracteristica curent-tensiune a unei diode cu Ge sau Si în cele două regiuni de funcționare.

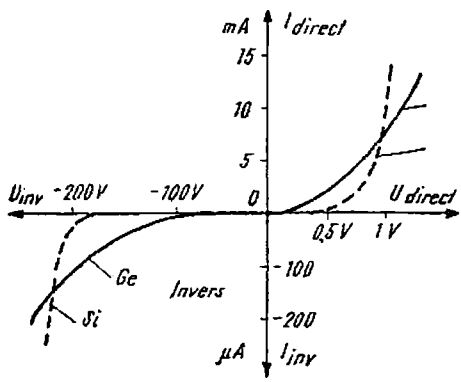


Fig. 2.14. Caracteristica curent-tensiune a diodei semiconductoare.

Se remarcă că la Si caracteristicile de conducție directă și inversă sînt mai abrupte comparativ cu Ge. Căderile de tensiune în conducție directă sînt însă mai mici la Ge față de Si.

I — Parametrii diodelor semiconductoare

• *Parametrii caracteristici în polarizare directă*

— Tensiunea directă — V_F: reprezintă tensiunea în conducție directă de la bornele diodei pentru un curent specificat I_F. Această tensiune, datorită rezistenței proprii a joncțiunii, este mai mare ca tensiunea de prag și variază cu temperatura. La diodele cu Ge, $V_F = 0{,}3 - 0{,}6$ V iar la diodele cu Si: $V_F = 0{,}7 - 1{,}2$ V;

— Tensiunea directă de vîrf — V_{FM}: este amplitudinea maximă a unei tensiuni semisinusoidale aplicate în sens direct, în regim permanent, cînd nu se aplică nici o polarizare continuă;

— Curentul direct continuu — I_F: este curentul continuu admis în regim permanent care trece prin diodă, în absența oricărei componente alternative.

— Curentul direct de vîrf — I_{FM}: reprezintă amplitudinea maximă a unui curent semisinusoidal în sens direct în regim permanent în absența oricărei polarizări continue (fig. 2.15);

— Curentul direct de vîrf repetitiv — I_{FRM}: este valoarea instantanee cea mai ridicată a unui curent direct în regim permanent incluzînd toți curenții tranzitorii respectivi în absența oricărei polarizări continue (fig. 2.15)

— Curentul direct nerepetitiv de suprasarcină accidentală I_{FSM}: este valoarea de vîrf a unui impuls de curent direct, de formă dată, ce trece accidental prin diodă într-un interval de timp scurt (fig. 2.15).

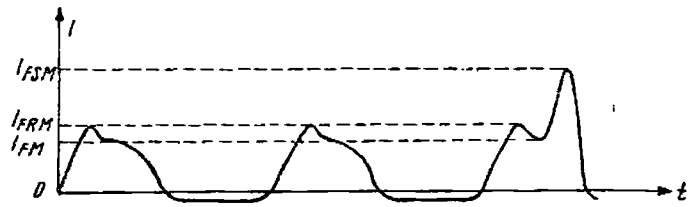


Fig. 2.15. Curenții în sens direct specifici diodelor semiconductoare.

— Curentul mediu redresat — Io: este valoarea medie permisă a curentului direct calculată pe o perioadă completă pentru o redresare monoalternanță.

• *Parametrii caracteristici în polarizare inversă*

— Tensiunea inversă continuă — V_R: reprezintă tensiunea inversă maximă admisă în curent continuu în absența oricărei componente alternative:

— Tensiunea inversă de vîrf — V_{RM}: este tensunea inversă maximă în regim de redresare a unei tensiuni sinusoidale sau periodic pulsatorie fără vîrfuri tranzitorii repetitive sau nerepetitive (fig. 2.16)

— Tensiunea inversă de vîrf repetitivă — V_{RRM}: reprezintă tensiunea inversă maximă repetitivă a vîrfurilor scurte de tensiune care apar periodic (fig. 2.16);

— Tensiunea inversă de vîrf nerepetitivă — V_{RSM}: reprezintă tensiunea inversă de vîrf aplicată diodei accidental pentru un timp scurt (fig. 2.16);

— Curentul invers de vîrf — I_{RM}: este mărimea curentului invers pentru o tensiune V_{RM} specificată.

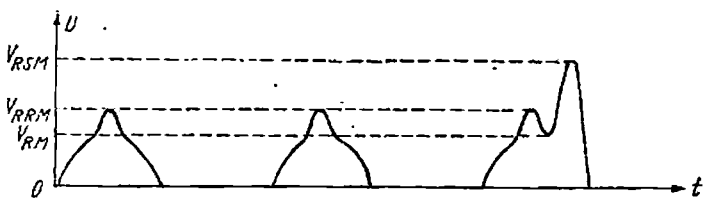


Fig. 2.16. Tensiunile inverse caracteristice diodelor semiconductoare.

• *Capacitatea joncțiunii* — C_j: reprezintă capacitatea joncțiunii PN care depinde de tensiunea inversă aplicată.

• *Capacitatea totală a diodei* — C_{tot}: este capacitatea măsurată între terminalele diodei datorită capsulei, joncțiunii și capacităților parazite. Parametru specific diodelor de comutare utilizate în selectoarele de canale TV.

• *Randament de detecție în tensiune* —: este raportul tensiunii continue din sarcină și tensiunea de vîrf de la intrarea unui detector de RF. Parametru specific diodelor utilizate în detectoare MA și MF.—

• *Timpul de comutare în sens invers* — t_{rr}: reprezintă timpul necesar curentului să ajungă la valoarea normală în conducție inversă în urma comutării instantanee de la o condiție de polarizare directă (I_F) la o condiție de polarizare inversă specificată (fig. 2.17). Parametru specific diodelor de comutație rapide.

• *Tensiune nominală de stabilizare* — V_{ZT}: reprezintă tensiunea inversă a unei diode pentru un curent specific I_{ZT} din regiunea de avalanșă sau de străpungere. Este un parametru specific diodelor stabilizatoare de tensiune Zener (fig. 2.18).

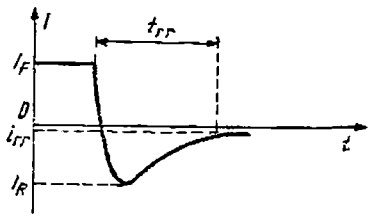


Fig. 2.17. Definirea timpului de comutare invers.

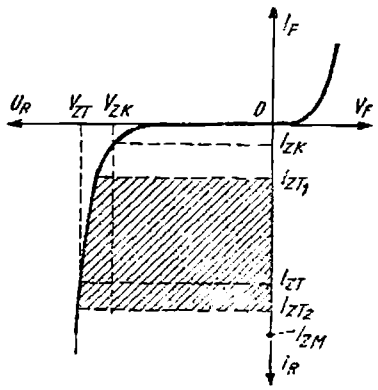


Fig. 2.18. Caracteristica curent-tensiune a diodei Zener.

• *Curentul maxim invers în regim de stabilizare* — I_{ZM}— reprezintă curentul maxim admis în polarizare inversă printr-o diodă în regim de stabilizare care este limitat de puterea de disipație (fig. 2.18). Parametru specific diodelor Zener.

• *Coeficientul de variație a tensiunii de stabilizare cu temperatura* — α_{vz}: indică stabilitatea termică a tensiunii stabilizate.

• *Puterea disipată* — P_{dmax}: — reprezintă valoarea puterii disipate maxime care nu trebuie depășită în funcționare.

Pentru diodele redresoare: $P_{dmax} = V_{FM} \cdot I_{FM}$

Pentru diodele stabilizatoare: $P_{dmax} = V_{ZT} \cdot I_{ZM}$

• *Temperatura maximă a joncțiunii* — T_{jmax}: — reprezintă temperatura maximă admisă, care depinde de materialul semiconductor.

Pentru diode cu Si, $T_{jmax} \approx 176°C$ iar pentru diode cu Ge, $T_{jmax} \approx 85°C$.

II — Tipuri și familii de diode

• *Diode redresoare normale.* Familiile uzuale cu Si sînt:

FO57.... F407 și 1N 4001.... 1N4007.

— Familia FO57.... F407 se caracterizează prin: $I_F = 1$ A și $Io = 0{,}75$ A la tamb = 25°C; $I_{FRM} = 4$ A și I_{FS_M} (10 ms) = 30 A.

— Familia 1 N4001....4007 are următorii parametri comuni:

$I_F = 1{,}15$A și $I_0 = 1$A la tamb 75°C; $I_{FRM} = 10$ A; I_{FRM}(10 m) = = 30 A.

Sortarea lor se face în funcție de tensiunea inversă continuă V_R care este egală cu V_{RRM}. În tabelul 2.4. sînt indicate aceste tensiuni.

Tabelul 2.4

$V_R = V_{RRM}$	50 V	80 V	100 V	200 V	400 V	600 V	800 V	1 000 V
Tip	F057	F087	F107	—	F207	F307	F407	—
	1N4001	—	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007

În unele situații se poate impune redresarea unui curent mai mare decît capacitatea unei diode. În aceste cazuri se pot utiliza diode montate în paralel împerecheate la parametrul V_{FM}. Diferențele dintre căderile de tensiune în polarizare directă nu trebuie să depășească 0,05 V. Tot din motive de egalizare a căderilor de tensiune directe și deci a curenților care trec prin diode, uneori se montează în serie rezistențe de ordinul ohmilor (fig. 2.19 *a*)

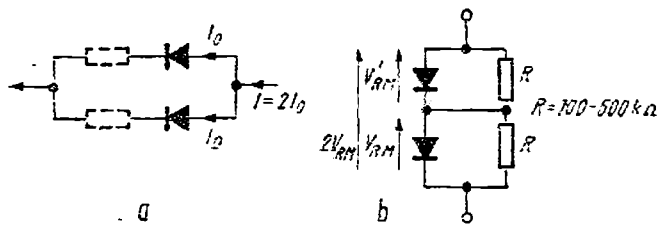


Fig. 2.19. Variante de montaj ale diodelor redresoare: *a* — cînd se depășește curentul direct; *b* — cînd se depășește tensiunea inversă.

Atunci cînd tensiunile care trebuie redresate depășesc V_{RM} a unei diode, se utilizează montarea lor în serie. Pentru egalizarea tensiunilor inverse care revin fiecărei diode se utilizează rezistoare de ordinul sutelor de kΩ montate în paralel (fig. 19 *b)*

• *Diode redresoare rapide.* Sînt utilizate la redresarea tensiunilor alternative sau de impuls cu frecvențe cuprinse în gama 1 ÷ 100 kHz. Diferența față de diodele redresoare normale constă în aceea că timpul de comutare în sens invers este mic și garantat de firmele producătoare ($t_{rr} < 1000$ ns).

În aparatura radioelectronică de larg consum se utilizează următoarele familii de diode cu Si rapide:

— Diode rapide de curent mic: BA 157....159; DRR 104....114. Parametrii limită comuni sînt:

$I_F = 0{,}5$A și $I_0 = 0{,}4$A la tamb. = 25°C; $I_{FRM} = 2$A; I_{FSM} (10 ms) = 15 A.

Timpii de comutare sînt: $t_{rr} \leqslant 300$ ns pentru BA 157....159 și $t_{rr} \leqslant$ 1000 ns pentru DRR 104....114.

— Diode redresoare rapide de curent mare: 6 DRRIP.....6DRR5P.

Sînt caracterizate de următorii parametri comuni: $I_0 = 6$A la $t_{capsulă} =$ = 85°C; $I_{FRM} = 9{,}5$ A; I_{FSM}(10 ms) = 60 A; $t_{rr} \leqslant 600$ ns.

Criteriul de sortare este tensiunea inversă V_R sau V_{RRM} conform tabelului 2.5.

Tabelul 2.5

V_{RRM}	100 V	200 V	300 V	400 V	500 V	600 V	1 000 V
Tip	—	—	—	BA157 BAX157	—	BA 158	BA 159
	DRR 104	DRR 204	—	DRR 404	—	DRR 604	DRR 114
	6DRR 1P	6DRR 2P	6DRR 3P	6DRR 4P	6DRR 5P		

În situațiile practice unde curentul redresat este apropiat ca valoare de parametrul I_0, pentru a evita distrugerea diodei datorită unei puteri disipate mari, se utilizează diode sortate și după tensiunea directă V_F corespunzătoare unui curent I_F. Acesta este cazul diodei BAX 157, care corespunde ca parametri limită cu dioda BA 157, diferența constînd că prima prezintă $V_F \simeq 0{,}97$ V la $I_F = 0{,}4$ față de $V_F \simeq 1{,}5$ V la același curent, pentru a doua.

• *Diode de comutație.* Acestea reprezintă o categorie de diode rapide cu timpi de comutație foarte mici (2—5 ns) și capacitate totală mică.

Sînt destinate utilizării în comutările rapide și în circuitele de detecție.

Tipurile uzuale cu Si și principalii parametri sînt prezentați în tabelul 2.6.

Tabelul 2.6

Tip	V_R(V)	I_F(mA)	V_F(V)/I_F(mA)	I_R(mA)/V_R(V)	C_{tot}(pF)	t_{rr}(ns)
1N4148	75	200	1/10	25/20	4	4
1N4149	75	200	1/10	25/20	2	4
1N4151	75	200	1/10	50/20	2	2
1N4154	75	200	1/10	100/25	4	2

• *Diode de comutare cu Si.* Se utilizează în comutarea benzilor de frecvență a circuitelor de acord de la 10 MHz la 1 000 MHz. Se caracterizează prin rezistență directă foarte mică pe un domeniu mare de frecvență și curent, capacitate totală mică. Principalele tipuri sînt BA 243 pentru domeniul FIF și BA244 pentru domeniul UIF.

Principalii parametri sînt: $V_{RM} = 20$ V; $I_F = 100$ mA;

$V_F = 1$ V; $C_{tot} = 1{,}3$ pF și rezistență diferențială directă $r_f = 1\ \Omega$ pentru BA 243, $r_f = 0{,}7\ \Omega$ pentru BA 244.

• *Diode de uz general cu Si.* Reprezintă o categorie de diode de mică putere, timp de comutare în sens invers neprecizat, cu multiple utilizări

în circuite de c.c., audio etc. Tipurile uzuale sînt: BA 170, BA 171 și BA 172. Principalii parametri limită comuni: $I_F = 150$ mA; $P_d = 300$ mW;

Sortarea lor se face în funcție de parametrul V_R după cum urmează: BA 170 — $V_R = 20$ V; BA 171 — $V_R = 30$ V; *BA* 172 — $V_R = 50$ V.

• *Diode varicap.* Sînt diode semiconductoare cu Si a căror capacitate depinde puternic de tensiunea inversă aplicată, putînd astfel înlocui condensatoarele variabile în circuitele acordate. Se mai întîlnesc în literatură și sub denumirea de varactor.

Tipurile utilizate în mod curent sînt: BB 139 pentru FIF și BB 125 pentru UIF.

Tensiunea inversă maximă (V_R) este de 30 V, iar curentul invers la o tensiune $V_R = 28$ V, este de 100 nA.

Capacitatea echivalentă a diodei varicap crește cînd tensiunea inversă aplicată scade datorită micșorării grosimii stratului de barieră.

Limitele de variație a capacității se indică în catalog prin valoarea ei la tensiunile inverse de 3 și 25 V.

Pentru BB 139: C_{tot} (3 V) = 26 pF; C_{tot} (25 V) = 4,3 pF.

Pentru BB 125: C_{tot} (3 V) = 11÷13 pF; C_{tot} (25 V) = 2 ÷ 3 pF.

• *Diode de semnal cu Ge.* Sînt diode cu Ge cu contacte punctiforme cu un cîmp larg de utilizare: demodulatoare MA și MF, circuite de RAA, sincronizare, limitare, redresare de impulsuri:

Aceste diode fac parte din seria EFD 100, criteriul de sortare fiind tensiunea inversă maximă în regim de redresare. Această familie de diode poate redresa un curent I_0 de 20—30 mA și poate suporta un vîrf de curent accidental timp de 1 secundă de 200—300 mA. În tabelul 2.7 se indică tensiunea inversă maximă a diferitelor tipuri precum și domeniul de utilizare.

Tabelul 2.7

Tip	EFD 107	EFD 103	EFD 106	EFD 105	EFD 110	EFD 115	EFD 108	EFD 109
V_R (V)	10	25	25	30	45	45	100	100
V_R (V)	15	30	25	30	45	45	115	115
Utilizare	Detector MA	Detector video	Detector video	Comutație	Detector MA-MF video	Detector MF	Impulsuri	Impulsuri

Comportarea în funcție de frecvență a acestor diode este oarecum asemănătoare, astfel că oricare poate fi folosită ca detector MA. Pentru detecția video se recomandă, după cum se vede în tabel, tipurile EFD 103, EFD 106 și EFD 110 care au randamentul de detecție în tensiune de 34%, 60% și respectiv 30%. Tipul uzual este EFD 106.

La detecția MF se utilizează numai tipul EFD 115 unde diodele sînt sortate după capacitate și rezistența directă.

Mai trebuie menționat că datorită contactului punctiform căderea de tensiune directă V_F este mare putînd ajunge de la 0,4 V($I_F = 1$ mA) la 2 V ($I_F = 30$ mA).

• *Diode stabilizatoare de tensiune (Zener).* Sînt diode care funcționează cu polarizare inversă în zona de avalanșă sau de străpungere unde tensiunea la borne rămîne practic constantă într-o gamă largă a curenților (fig. 2.18).

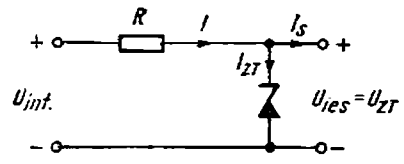


Fig. 2.20. Polarizarea diodei Zener.

Montajul de bază în care funcționează diodele Zener este prezentat în fig. 2.20.

Rolul rezistenței R este de a limita curentul prin diodă la o valoare mai mică decît curentul maxim permis (I_{ZM}) și în felul acesta se evită distrugerea ei prin efect Joule.

Valoarea ei se alege ținînd seama de domeniul de variație al curentului de sarcină I_s și de porțiunea liniară $I_{ZK} - I_{ZM}$ a caracteristicilor din fig. 2.18 unde tensiunea la borne este practic stabilizată. Astfel, atunci cînd I_s este maxim, I_{ZT_1} trebuie să fie mai mare ca I_{ZK}. Dacă însă I_s este minim, dioda Zener va prelua diferența de curent $I_{Smax} - I_{Smin}$ și curentul I_{ZT_2} va trebui să fie mai mic ca I_{ZM} din motive de fiabilitate.

Familiile de diode Zener se clasifică după puterile maxime capabile a fi disipate.

În cadrul fiecărei familii sortarea se face după tensiunea nominală de stabilizare V_{ZT} care este însoțită în cataloage de o valoare minimă și maximă. Scara valorilor și toleranțelor este asemănătoare cu aceea a rezistoarelor.

Pentru a stabili rapid valoarea maximă a curentului capabil de a fi suportat de o diodă Zener, se împarte puterea ei la valoarea tensiunii stabilizate.

Coeficientul de temperatură α_{VZ} poate varia în cadrul unei familii de la valori negative la valori pozitive.

Principalele familii de diode Zener utilizate în aparatura radioelectronică sînt:

— Diode de 0,4 W. Sînt marcate cu simbolurile DZI ... DZ51. Gama de valori a tensiunilor nominale de stabilizare este cuprinsă între 0,75 ÷ 51 V, coeficientul de temperatură este cuprins între: $\alpha_{VZ} = (-20 \div +12)10^{-4}/°C$.

— Diode de 1 W. Marcajul se face prin simbolurile PL3V3Z ... PL 200Z.

Gama valorilor tensiunilor nominale este cuprinsă între 3,3 ÷ 200 V iar coeficientul de temperatură între $(-6 \div +10)10^{-4}/°C$. În cadrul acestei familii, dioda PL5VIZ are cel mai mic coeficient de temperatură ($+1 \cdot 10^{-6}/°C$) și de aceea se utilizează curent în stabilizatoarele de joasă tensiune ca diodă de referință.

Coeficientul de temperatură mare al diodelor Zener face ca utilizarea lor în circuitele de obținere a tensiunii pentru alimentarea diodelor varicap sau ca diode de referință în stabilizatoarele de tensiune mare, să fie practic imposibilă. De aceea pentru astfel de situații se utilizează circuite integrate TAA550 sau ZTC33 a căror schemă echivalentă este o diodă Zener compensată cu temperatura. Parametrii caracteristici sînt: tensiunea stabilizată tip 33 V (30 ÷ 35 V); curentul de stabilizare maxim permis 15 mA; curentul minim de stabilizare 2 mA; coeficientul de temperatură, (— 3,1 ÷ + 1,5) mV/°C.

• *Punți redresoare.* Reprezintă patru diode redresoare normale montate în punte, în aceeași capsulă. Se asigură astfel un montaj mai simplu, de dimensiuni mici și bine echilibrat.

Principalele familii utilizate sînt:

— Familia de 1A. Este marcată: 1PM 0,5...1PM8. Are un curent mediu permis redresat în sarcină de 1,2 A; $I_{FRM} = 4$ A; $I_{FSM} = 30$ A (semisinusoidal).

— Familia de 3A. Este marcată 3PM 0,5...3PM8. Curentul mediu permis redresat în sarcină este de 3,2 A; $I_{FRM} = 6{,}5$ A; $I_{FSM} = 70$ A (semisinusoidal).

Cifrele de la urmă indică valoarea tensiunii inverse V_{RM}

2.2.3. Tranzistoare bipolare

Un tranzistor bipolar este constituit din trei zone alternate ca dotare — PNP sau NPN — realizate pe același monocristal. — Zona de la mijloc este foarte subțire comparativ cu celelalte și poartă denumirea de bază (B). Zonele extreme sînt denumite în funcție de polarizarea externă, emitor (E) și colector (C). Cele trei regiuni au contacte ohmice care sînt scoase în afara capsulei tranzistorului și se numesc electrozi.

În funcție de tipul zonelor (N sau P) care sînt alternate, există două categorii de tranzistoare: NPN și PNP (fig. 2.21).

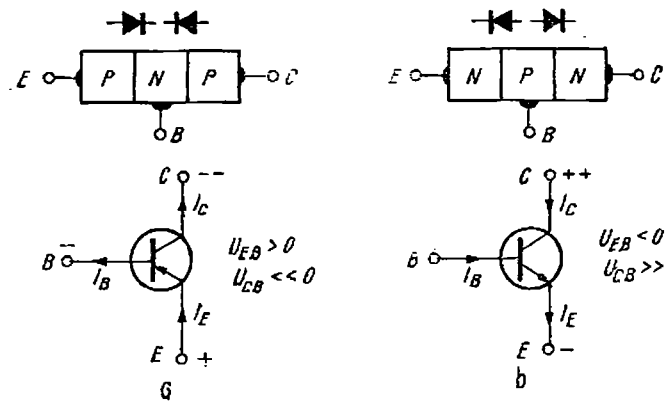


Fig. 2.21. Structura tranzistorului bipolar și reprezentarea lui: *a* — PNP; *b* — NPN.

Datorită modului de realizare, apar două joncțiuni PN: joncțiunea emitor-bază (EB) și joncțiunea bază-colector (BC) care pot fi asimilate cu două diode semiconductoare.

Dotarea cu atomi donori sau acceptori a emitorului și colectorului este mult mai mare ca a bazei (de cca 100 ori).

Pentru ca tranzistorul să funcționeze, joncțiunea EB se polarizează în sens direct iar joncțiunea BC în sens invers cu o tensiune mult mai mare ca a joncțiunii EB.

În cele ce urmează se va explica funcționarea unui tranzistor NPN care se utilizează cel mai des.

Concentrația de purtători în emitor (electroni) fiind mult mai mare decît în bază și deoarece joncțiunea EB este polarizată direct de la o sursă externă U_{EB} (fig. 2.22), are loc o injecție masivă de electroni din emitor (reprezentat printr-o săgeată) în regiunea bazei unde găsește un număr mult mai mic de goluri. Aceste goluri se recombină cu o mică parte din electronii injectați. Datorită faptului că baza este foarte subțire majoritatea electronilor străbat această regiune și pătrund în zona colectorului. Joncțiunea BC fiind

polarizată în sens invers (pe colector se aplică tensiunea U_{CB} pozitivă față de bază); apare un cîmp electric care accelerează electronii veniți din bază spre colector. În regiunea colectorului electronii veniți din bază se recombină cu golurile sosite de la sursa de alimentare. Se remarcă astfel, că deși joncțiunea BC este polarizată invers, prin ea trece un curent mare, aproape egal cu curentul direct al joncțiunii EB. Aceasta reprezintă principala proprietate a *efectului de tranzistor* care poate fi enunțat astfel: printr-o joncțiune polarizată invers poate trece un curent mare dacă în imediata vecinătate (baza are grosime foarte mică) se găsește o joncțiune polarizată direct. În cazul în care grosimea bazei este mare (mai mare ca lungimea de difuzie a purtătorilor din emitor în bază) atunci efectul de tranzistor este inexistent și cele două joncțiuni înseriate sînt independente.

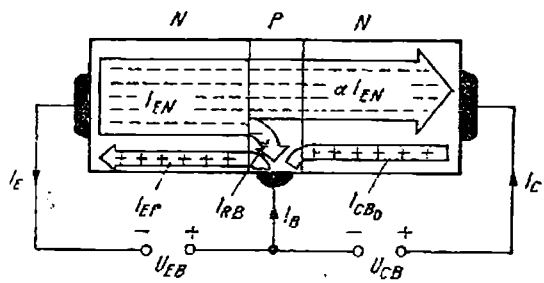


Fig. 2.22. Curenții tranzistorului bipolar.

În fig. 2.22 se prezintă fluxurile de purtători de sarcini prin tranzistor. Curentul de emitor este format din două componente: $I_E = I_{EN} + I_{EP}$. Curentul I_{EN} se datorează electronilor majoritari iar curentul I_{EP} este curentul invers (datorat golurilor) al joncțiunii BE care este foarte mic și se poate neglija.

Curentul de colector este format dintr-o fracțiune α a curentului de electroni ai emitorului și din curentul invers de goluri al joncțiunii BC notat I_{CB_0} : $I_C = \alpha I_{EN} + I_{CB_0}$.

Factorul α are valori uzuale de ordinul 0,900...0,999. Curentul I_{CB_0} este de dorit a fi cît mai mic. El reprezintă astfel zis „factorul de calitate" al unui tranzistor. În marea majoritate a aplicațiilor acest curent se poate neglija pentru tranzistoarele actuale.

Curentul bazei este determinat de curentul invers al joncțiunii BE (I_{EP}), de curentul de recombinare al electronilor cu golurile din bază (I_{RB}) și de curentul I_{CB_0}: $I_B = I_{EP} + I_{RB} + I_{CB_0}$.

Pe baza considerațiilor de mai sus putem scrie relația fundamentală de funcționare a tranzistorului:

$$I_E = I_C + I_B \tag{2.13}$$

Pentru tranzistoarele de tip PNP, funcționarea este identică, cu observația că polarizările externe sînt de sens invers iar fluxul majoritor de purtători este format din goluri.

Sensurile curenților precum și polarizările pentru cele două tipuri de tranzistoare sînt prezentate în fig. 2.21.

Dacă se neglijează I_{CB_0} se poate defini un coeficient care arată de cîte ori curentul de colector este mai mare decît curentul de bază

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha I_E}{I_E - \alpha I_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{2.14}$$

Acest factor exprimă amplificarea în curent continuu a tranzistorului și arată cum un curent mic de bază duce la apariția unui curent de colector mult mai mare.

Pentru tranzistoarele actuale, α având o valoare foarte apropiată de 1, rezultă pentru β valori mari cuprinse în general între 10 și 1 000. Factorul de amplificare în curent continuu depinde de temperatură și de mărimea curentului de colector. El crește odată cu creșterea temperaturii și scade la curenți de colector mari.

I. — Caracteristicile statice ale tranzistoarelor

Producătorul de tranzistoare indică în foile de catalog legătura grafică dintre curenții prin tranzistor și tensiunile continue aplicate între terminale.

Aceasta reprezintă caracteristicile statice. Ca punct de referință al tensiunilor poate fi ales oricare din contactele tranzistorului. În practică, cel mai des tensiunile se referă la emitor sau cu alte cuvinte cel mai uzual mod de conectare în scheme al tranzistorului, este conexiunea emitor-comun (EC), care se va descrie mai departe.

În fig. 2.23 se prezintă pentru un tranzistor NPN cu siliciu aceste caracteristici și montajul cu care se pot determina. Mărimile I_B și U_{BE} sînt mărimi de intrare, iar I_C și U_{CE}, mărimi de ieșire.

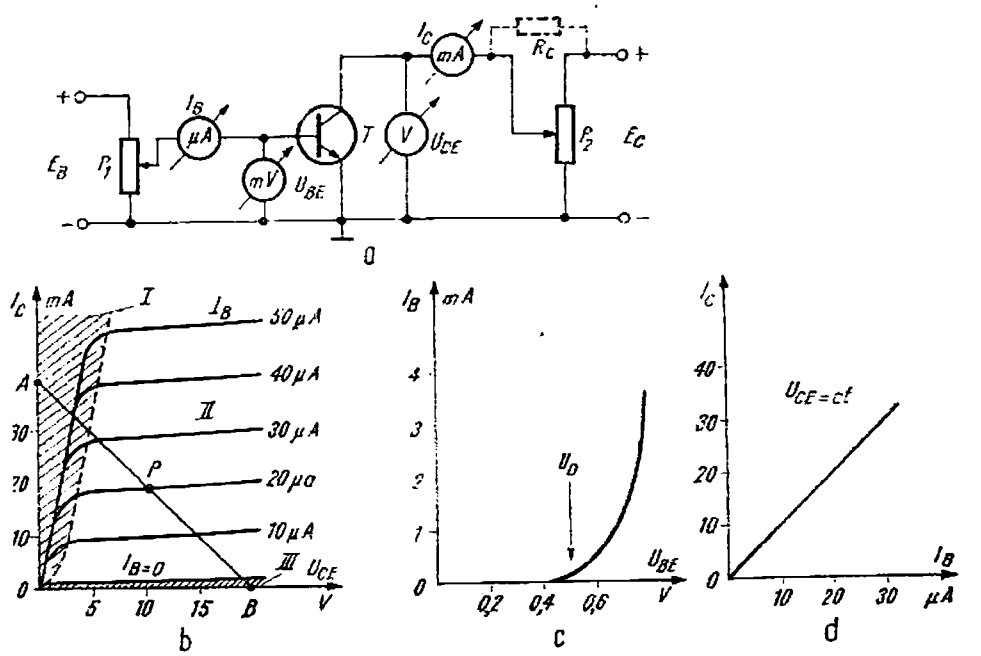


Fig. 2.23. Caracteristicile statice ale tranzistoarelor: *a* — montaj de măsură; *b* — caracteristica de ieșire; *c* — caracteristicile de intrare; *d* — caracteristica de transfer.

• *Caracteristica de intrare* — reprezintă variația curentului de bază în funcție de tensiunea U_{BE}. Ea se determină menținînd din P_2 o tensiune U_{CE} constantă și se variază cu P_1 tensiunea de polarizare a bazei U_{BE}. Se măsoară I_B și U_{BE}. Această caracteristică este asemănătoare cu a unei joncțiuni PN polarizată direct (fig. 2.23 *c*). Apariția curentului I_B și implicit a curentului I_c, are loc numai la depășirea unui prag de tensiune U_D numit tensiune de deschidere. Această tensiune depinde de materialul semiconductor. Astfel pentru tranzistoarele cu Si deschiderea are loc pentru tensiuni U_{BE} cuprinse între cca 0,5 V și 0,65 V iar pentru cele cu Ge între 0,1 V și 0,2 V.

• *Caracteristica de ieșire* exprimă variația curentului de colector I_c în funcție de U_{CE} pentru diferite valori ale curentului de bază I_B.

Pentru determinarea ei, se stabilește cu P_1 o anumită valoare a curentului de bază I_B care se menține constantă. Apoi cu P_2 se modifică tensiunea U_{CE} măsurînd simultan curentul I_C corespunzător. Studiul acestei caracteristici arată că la un curent de bază constant, curentul de colector crește foarte puțin cu U_{CE} și de multe ori în practică el se consideră ca independent de această tensiune. I_C depinde în mod esențial de I_B și deci de U_{BE} (fig. 2.23 *b*)

• *Caracteristica de transfer* arată dependența curentului de colector, de curentul de bază. Ea se determină reglînd simultan P_1 și P_2 pentru a menține U_{CE} și în același timp se măsoară variația lui I_C în funcție de I_B. Această caracteristică este o linie dreaptă a cărei înclinare depinde de factorul de amplificare în c.c.β (fig. 2.23 *d*).

II. — Regimuri de funcționare ale tranzistoarelor

Din punct de vedere al *modului de polarizare al celor trei joncțiuni* există trei regimuri de funcționare:

• *Regimul activ normal* (zona II din fig. 2.23*b*). Tranzistorul are joncțiunea BE polarizată direct, iar joncțiunea BC în sens invers. Limitele acestui regim sînt determinate de condiția anulării uneia din tensiunile de polarizare. Curentul de colector al tranzistorului este controlat de circuitul de bază.

• *Regimul de blocare sau tăiere* (zona III din fig. 2.23*b*). Joncțiunile BE și BC sînt polarizate în sens invers. Curentul care trece prin tranzistor este foarte mic (de ordinul nanoamperilor) și e datorat purtătorilor minoritari generați termic.

Tensiunea inversă maximă care poate fi aplicată joncțiunii BE în regim blocat depinde de tipul tranzistorului și este specificată în catalog.

Astfel pentru tranzistoarele de înaltă frecvență cu Ge este de cca 0,3 V, la tranzistoarele cu Si de 3—7 V iar la tranzistoarele cu Ge aliate de 10—20 V.

În cazul depășirii acestei tensiuni, joncțiunea BE se comportă ca o diodă Zener cu o caracteristică foarte abruptă, apare un curent important invers și dacă nu există o rezistență de limitare, tranzistorul se distruge prin ambalare termică. Acest efect Zener al joncțiunii BE este exploatat la unele tranzistoare de construcție specială utilizate în etajele finale de baleiaj orizontal TV.

• *Regimul de saturație* (zona I din fig. 2.23 *b*). Joncțiunile BE și BC sînt polarizate în sens direct.

Curenții care circulă prin tranzistor sînt limitați în principal de circuitul exterior.

Acest regim poate apare și la un tranzistor căruia i se aplică sursele de polarizare pentru funcționare în regiunea activă normală. Astfel dacă în fig. 2.23 *a*, potențiometrul P_2 se înlocuiește cu rezistența R_c conectată între colector și $+E_c$, se vede că prin mărirea tensiunii U_{BE} se poate ajunge ca la un moment dat curentul I_C să crească la o valoare încît toată tensiunea de alimentare să cadă pe R_c. Se va produce astfel o limitare a curentului de colector la valoarea

$$I_{CS} \simeq \frac{E_c}{R_c} \tag{2.15}$$

unde tensiunea U_{CE} este foarte aproape de zero și marchează frontiera dintre regimul activ normal și regimul de saturație. Pînă la atingerea valorii I_{CS} printr-un curent I_{BS}, la un tranzistor în regim activ normal se poate considera practic: $I_C \simeq I_E \simeq \beta I_B$

Mărirea curentului de bază peste valoarea I_{BS} nu va mai produce o mărire proporțională a curentului de colector, el rămînînd la valoarea I_{CS} care nu poate fi depășită fiind limitată de circuitul extern. Curentul de emitor însă va crește în continuare cu diferența dintre curentul de bază existent și valoarea I_{BS}.

Cu alte cuvinte un curent de saturație I_{CS} printr-un tranzistor a cărui valoare depinde de mărimile exterioare R_c și E_c poate fi obținut dacă în bază se injectează un curent minim I_{BS}. Tensiunea colector-emitor obținută se numește tensiune de saturație — U_{CEsat}.

III. — Regimul dinamic al tranzistoarelor

Tranzistorul ca element de circuit poate fi considerat ca un cuadripol activ (fig. 2.24). Întrucît are numai trei electrozi, unul va fi comun intrării și ieșirii. Acest electrod va servi ca punct de referință al tensiunilor și este considerat la potențial zero (masă).

La funcționarea în regim dinamic curenții și tensiunile pe contactele tranzistorului sînt mărimi variabile în timp.

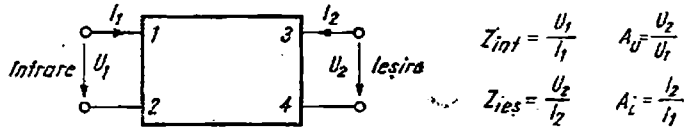


Fig. 2.24. Reprezentarea tranzistorului ca un cuadripol.

În funcție de electrodul comun ales, există trei moduri fundamentale de conectare: cu baza comună (BC), cu emitor comun (EC) și cu colector comun (CC) (fig. 2.25).

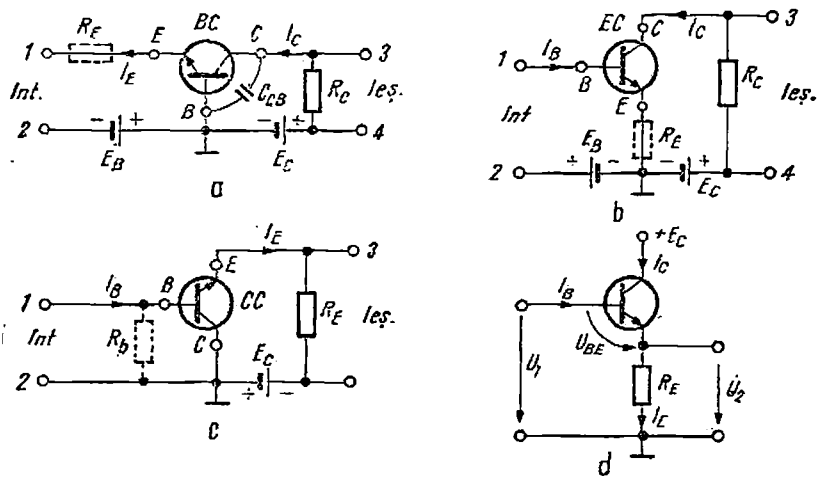


Fig. 2.25. Moduri de conectare ale tranzistoarelor: *a* — BC; *b* — EC; *c*, *d* — CC.

• *Circuitul cu bază comună* (BC) se caracterizează prin aceea că semnalul este aplicat între bază și emitor iar rezistența de sarcină R_C este montată între colector și bază (din punct de vedere al c.a. sursele E_B și E_C se prezintă în s.c.).

Datorită valorii mari a curentului de intrare care este curentul de emitor, amplificarea în curent este apropiată de unitate și impedanța de intrare este redusă la zeci sau sute de ohmi. Acest lucru constituie un dezavantaj în cazul montajelor cu mai multe etaje de amplificare unde impedanța de intrare mică amortizează impedanța de ieșire a etajului precedent, lucru ce impune utilizarea unor circuite de adaptare complicate. Cu toate acestea montajul BC este larg utilizat în amplificatoarele de înaltă frecvență fiind preferat montajului EC unde capacitatea de reacție colector-bază proprie tranzistoarelor poate produce autooscilarea etajului. În conexiunea BC, această capacitate apare numai în circuitul de ieșire.

Impedanța de ieșire este mare, de ordinul sutelor de k Ω sau M Ω. Amplificarea de tensiune este de asemenea mare, iar în cazul particular cînd în colector și emitor există rezistențele R_C și R_E este egală (pentru frecvențe joase) aproximativ cu raportul lor: R_C/R_E.

Faza semnalului de ieșire este identică cu a semnalului de intrare. Acesta se poate explica în modul cel mai simplu astfel: dacă tensiunea de intrare tinde să crească, va crește deci potențialul emitorului, lucru ce va antrena scăderea curentului de colector și deci creșterea tensiunii de colector (adică a tensiunii de ieșire).

• *Circuitul cu colector comun* (CC) este caracterizat prin faptul că semnalul de intrare se aplică între bază și colector iar rezistența de sarcină R_E este conectată între emitor și colector (din punct de vedere al c.a. E_B și E_C sînt în s.c.). Dacă schema din fig. 25 *c* o redesenăm ca în fig. 2.25 *d*, observăm că doar o fracțiune din tensiunea de intrare U_1 se aplică între bază și emitor (U_{BE}). Aceasta va produce o variație a curenților I_B, I_E și I_C. Curentul de emitor produce pe rezistența de sarcină R_E o tensiune de ieșire U_2 mai mică ca tensiunea de intrare ($U_1 = U_{BE} + U_2$). De aceea amplificarea în tensiune este subunitară (0,09 — 0,95).

Datorită valorii mici a curentului de intrare (curentul bază), amplificarea de curent și impedanța de intrare sînt mari.

Impedanța de ieșire este foarte mică. Ca valori concrete, impedanța de intrare este de ordinul zecilor de kiloohmi, iar impedanța de ieșire de ordinul zecilor de ohmi. Ambele impedanțe sînt dependente de β, I_C și R_E. Datorită acestei particularități a celor două impedanțe, conexiunea CC se utilizează în practică în special pentru adaptare.

Întrucît amplificarea în tensiune este aproape unitară, etajul se mai numește și repetor pe emitor, el reproducînd practic la ieșire semnalul de intrare ca amplitndine și fază.

• *Circuitul cu emitor comun* (BC). Semnalul de intrare se aplică între bază și emitor iar rezistența de sarcină este conectată între colector și emitor.

Întrucît curentul de intrare, care este curentul de bază, are valoare mică, comparativ cu I_E, impedanta de intrare este mai mare ca la conexiunea BC, ceea ce permite realizarea unor amplificatoare cu mai multe etaje fără măsuri speciale de adaptare. De asemenea impedanta de ieșire este relativ mare fiind de ordinul zecilor sau sutelor de kiloohmi.

Amplificarea în tensiune, dacă se consideră în circuitul de emitor o rezistență R_E, este dată aproximativ, pentru frecvențe joase, de raportul R_C/R_E, iar amplificarea în curent este factorul β.

Este montajul cel mai des utilizat în practică ca urmare a celor arătate mai sus.

Ca o observație importantă trebuie reținut că semnalul amplificat în tensiune la ieșire este în antifază cu cel de la intrare.

Astfel, dacă se presupune o variație a tensiunii de intrare (BE) în sens crescător, aceasta determină o creștere a curentului I_B deci și I_C, lucru ce duce la creșterea căderii de tensiune pe R_C și în ultimă instanță la o scădere a tensiunii de ieșire (U_{CE}).

În fig. 2.26 se prezintă un etaj amplificator în conexiune EC cu un tranzistor NPN.

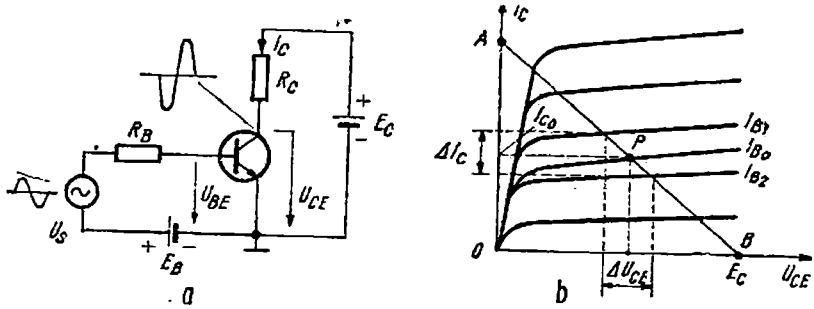


Fig. 2.26. Funcționarea în regim dinamic a tranzistorului: *a* — montaj amplificator EC; *b* — dreapta de sarcină.

Considerînd că tensiunea sursei de semnal U_s este nulă, observăm că sursa de alimentare E_C se divide pe R_C și pe tranzistor între colector și emitor conform relației:

$$E_C = R_C I_C + U_{CE} \tag{2.16}$$

Această ecuație se poate reprezenta în planul caracteristicilor statice de ieșire (fig. 2.23 *c* și fig. 2.26 *b)* printr-o dreaptă AB numită și dreaptă de sarcină ale cărei capete sînt caracterizate prin:

$$A : U_{CE} = 0 \qquad I_C = \frac{E_C}{R_C}$$

$$B : I_C = 0 \qquad U_{CE} = E_C$$

Prin alegerea unei polarizări a bazei (E_B) se poate stabili un curent I_{B0} a cărui caracteristică întretaie dreapta de sarcină în punctul P.

Acest punct se numește punct de funcționare, și în planul caracteristicilor de ieșire îi corespunde un curent de colector I_{C0} și o tensiune U_{CE0}.

Dacă însă peste polarizarea bazei se suprapune o componentă de tensiune alternativă U_s, curentul de bază variază: $I_B = I_{B2} - I_{B1}$. Aceasta va determina în circuitul colectorului variații ale curentului de colector (ΔI_C) și tensiunii colector-emitor (ΔU_{CE}) în jurul valorii statice I_{C0}, respectiv U_{CE0}.

Cu alte cuvinte dacă în circuitul bazei se aplică un semnal de c.a., în circuitul colectorului se obține același semnal dar amplificat și în antifază. Amplificarea depinde de tranzistor și de mărimile externe R_B, R_C.

Factorul de amplificare definit anterior, este un parametru care exprimă raportul I_C/I_B în c.c. sau la frecvențe mici (cca 1 kHz). Atunci cînd frecvența de lucru crește, raportul dintre valoarea curentului alternativ de colector și valoarea curentului alternativ de bază devine mai mic ca β și în această situație se definește un nou parametru — h_{21e} — numit și raport de transfer direct de curent. Acesta scade atunci cînd frecvența crește. Frecvența la care el devine egal cu 1 se numește frecvență de tăiere și se notează cu f_T.

Ca o observație la acest parametru, trebuie menționat că frecvența de tăiere f_T în conexiune EC este inferioară conexiunii BC, unde este de β ori mai mare. Aceasta justifică utilizarea montajului BC în amplificatoare de frecvență înaltă.

Amplificarea de tensiune a acestui etaj se poate exprima ca și în cazul unei pentode prin:

$$Au = -S \cdot R_C \tag{2.17}$$

unde R_C este impedanta de sarcină iar S este panta tranzistorului.

Panta este un parametru care arată cu cît variază curentul de ieșire (colector) în mA pentru 1 V variație a tensiunii de intrare (U_{BE}). Ea se exprimă în mA/V. O caracteristică comună tranzistoarelor bipolare este că panta crește proporționl aproape liniar cu curentul și anume cu cca 35 mA/V pentru fiecare mA al curentului de colector. De exemplu, dacă un tranzistor are $I_C = 5$ mA atunci $S = 35 \cdot 5 = 175$ mA/V și dacă $R_C = 1$ K avem o amplificare de tensiune $Au = 175 \cdot 1 = 175$.

La curenți mari, aproape de curentul maxim de colector admis, panta este mai mică și nu mai crește liniar cu I_C. De asemenea panta depinde de frecvența de lucru. Legea liniară este valabilă în general la frecvențe joase. La frecvențe medii și înalte ea scade cu frecvența ajungînd să fie de cca 25—30% la frecvențe apropiate de Tf_T. Acest lucru se datorează în principal faptului că timpul necesar pentru parcurgerea grosimii bazei, la frecvențe de ordinul a $(0{,}1 \div 0{,}2)\, f_T$ devine comparabil cu perioada frecvenței și curentul de colector încetează de a mai urmări prompt variațiile instantance ale curentului de bază. Ca efect are loc o reducere a amplificării și apariția unui defazaj între curentul de ieșire față de cel de intrare.

Poziționarea punctului static de funcționare — P — (fig. 2.26 *b*) pe dreapta de sarcină este deosebit de importantă. De el depinde funcționarea tranzisto-

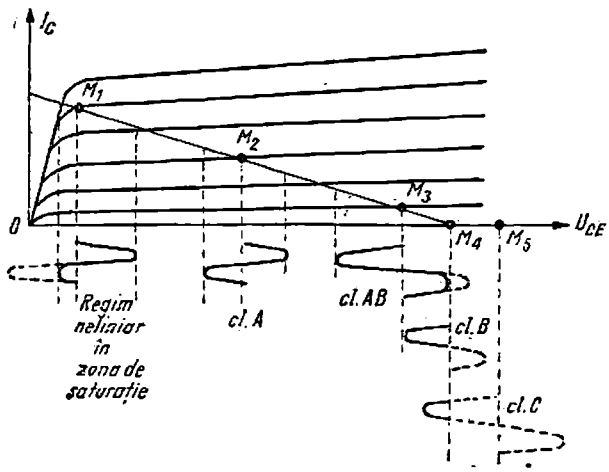


Fig. 2.27. Regimuri de funcționare ale tranzistorului.

rului în regim liniar sau neliniar precum și timpul cît conduce din totalul unei perioade. În fig. 2.27 se prezintă cîteva situații particulare de poziționare ale punctului static utilizate în practică.

În cazul în care se dorește o funcționare cît mai liniară, punctul static va fi la mijlocul dreptei de sarcină în M_2.

Tranzistorul va conduce toată perioada semnalului (360° sau 2 π).

Alternanțele tensiunii de colector sînt simetrice și pot avea amplitudinea maximă aproape egală cu jumătate din E_C. Se spune că tranzistorul funcționează în clasă *A*.

Dacă punctul static este aproape de zona de saturație — M_1 —, atunci una din alternanțe va fi limitată și are loc o funcționare neliniară.

Alegînd punctul de funcționare — M_4 — la intersecția dreptei de sarcină cu axa U_{CE}, se obține o conducție a tranzistorului de o jumătate de perioadă (180° sau π). Semnalul în colector va avea o singură alternanță și tranzistorul va funcționa în *clasa B*. Curentul continuu consumat de la sursă este nul în absența semnalului și el crește pe măsura creșterii lui. Acest regim permite obținerea de randamente energetice mari (pînă la 80%). Dacă însă punctul de funcționare este M_3, adică aproape de punctul de tăiere al tranzistorului, atunci este posibil ca de la un anumit nivel al semnalului de intrare, tranzistorul să conducă mai puțin de o perioadă. Tranzistorul va funcționa în *clasa AB* și consumul de curent de la sursă cînd nu se aplică semnal la intrare este mic. Acest mod de lucru este utilizat în amplificatoarele audio în contratimp cu mare randament pentru reducerea distorsiunilor de racordare.

Din punct de vedere practic apare uneori necesitatea ca tranzistorul să conducă mai puțin de o jumătate de perioadă. În acest caz punctul de funcționare va fi M_5 și tranzistorul va funcționa în *clasa C*. Pentru aceasta, circuitul de intrare va avea o polarizare a bazei care va permite ca numai de la un anumit nivel al alternanței pozitive a semnalului de intrare tranzistorul să se deschidă. Acest regim are cel mai mare randament energetic și se utilizează în etajele de amplificare RF sau multiplicare de frecvență (procentul de armonici este mare datorită formei pulsului curentului de colector) din emițătoare.

O ultimă clasă de funcționare, este *clasa D*. În acest caz tranzistorul lucrează în regim de comutație, blocare — saturație. Puterea disipată de tranzistor în cele două stări este minimă și se pot obține amplificări foarte mari cu randamente deosebit de ridicate. Dezavantajul este că partea de intrare este complicată.

IV. — Polarizarea tranzistoarelor

În cele prezentate mai sus s-a considerat că joncțiunile EC și BC au fost polarizate cu două surse separate E_B și E_C. Acest lucru creează din punct de vedere practic multe dificultăți. De aceea cel mai răspîndit mod de polarizare este acela care utilizează o sursă comună de alimentare, — după cum se prezintă în fig. 2.28 pentru un tranzistor NPN în conexiune EC și regim de amplificare clasă A.

Sursa E_C furnizează atît curentul de colector cît și curentul de bază necesar poziționării punctului static de funcționare pe dreapta de sarcină în zona dorită (fig. 2.28 *a*).

Marele dezavantaj al acestei scheme este că datorită dispersiei mari a parametrilor tranzistorului (I_B, β) pe de o parte, iar pe de altă parte datorită variației lor cu temperatura, punctul static de funcționare nu poate fi controlat în practică.

Schema din figura 2.28 *b* înlătură dispersia curentului de bază și deci a lui β, prin montarea unui divizor de polarizare R_{B1}, R_{B2} prin care se stabilește un curent de circa (10 ÷ 20) I_B, astfel că tensiunea bazei este practic stabilizată.

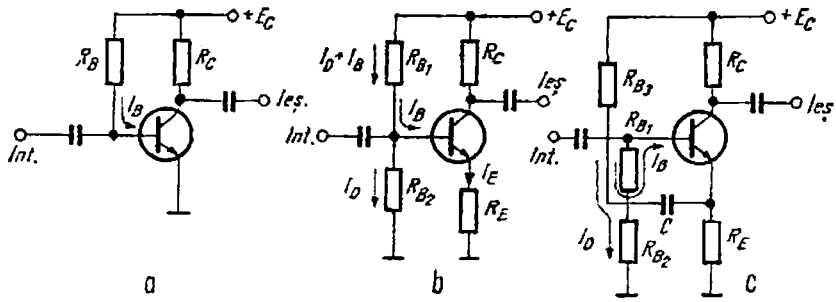


Fig. 2.28. Polarizarea tranzistoarelor: *a* — cu o rezistență de bază; *b* — cu divizor de bază; *c* — prin conexiune boostrap.

Rezistența de emitor R_E care introduce o reacție negativă, are un mare rol în îmbunătățirea parametrilor schemei din punct de vedere al temperaturii. Astfel, datorită creșterii temperaturii, curenții I_C și I_E au tendința să crească. Va crește și potențialul emitorului față de masă și cum baza este menținută la o tensiune constantă datorită divizorului R_{B1} și R_{B2}, va rezulta o diminuare a tensiunii U_{BE} și deci a curenților I_C, I_E. Dezavantajul acestei scheme este că datorită valorilor relativ mici ale rezistențelor R_{B1}, R_{B2}, are loc un proces de reducere a impedanței de intrare a etajului care în special în amplificatoarele cu mai multe etaje este supărător.

Pentru înlăturarea acestui inconvenient, se poate utiliza pentru polarizarea bazei o conexiune „boostrap" care păstrează și avantajele schemei precedente datorită existenței divizorului de bază (fig. 2.28 *c*).

Întrucît în conexiunea EC semnalul pe emitor este în fază cu cel din bază, prin condensatorul C se aplică o reacție pozitivă la intrare (deci o mărire a semnalului în bază) care se traduce prin mărirea impedanței din intrare.

V. — Tranzistorul în regim de comutație

Anterior s-au descris regimurile de funcționare în starea de blocare și de saturație (aliniatul II). Prin regim de comutație al unui tranzistor se înțelege un regim dinamic în care tranzistorul funcționează alternativ, saturat-blocat.

În fig. 2.29 se prezintă schema unui comutator în conexiune EC cu un tranzistor NPN, precum și pulsurile de curent cu timpii corespunzători.

Blocarea tranzistorului este caracterizată pe dreapta de sarcină de punctul de funcționare A, unde I_C este zero iar $U_{CE} = E_C$.

De asemenea, saturației tranzistorului îi corespunde un punct de funcționare B, care se obține prin injectarea unui curent minim de bază I_{BSmin}

În colector se obține un curent $I_{CS} = \beta \cdot I_{BSmin}$. În practică însă, pentru garantarea saturării tranzistorului se aplică un curent $I_{BS} > I_{BSmin}$. Curentul de colector nu mai poate crește și atunci $I_{CS} < \beta I_{BS}$.

Tensiunea de colector în acest caz va fi foarte mică: $U_{CEsat} = 0{,}1 \div 0{,}5$ V. Considerăm că pînă la momentul t_0 tranzistorul este blocat de valoarea negativă U_1 a semnalului de intrare (U_i) aplicat pe bază. La acest timp, are loc un salt al tensiunii de intrare de la valoarea U_1 la valoarea pozitivă U_2, urmărit promt de saltul curentului de bază de la zero la $I_{B1} > I_{BSmin}$.

Datorită faptului că purtătorilor de sarcini (electroni) injectați rapid de emitor în bază le trebuie un timp ca să ajungă în colector, curentul I_C se va

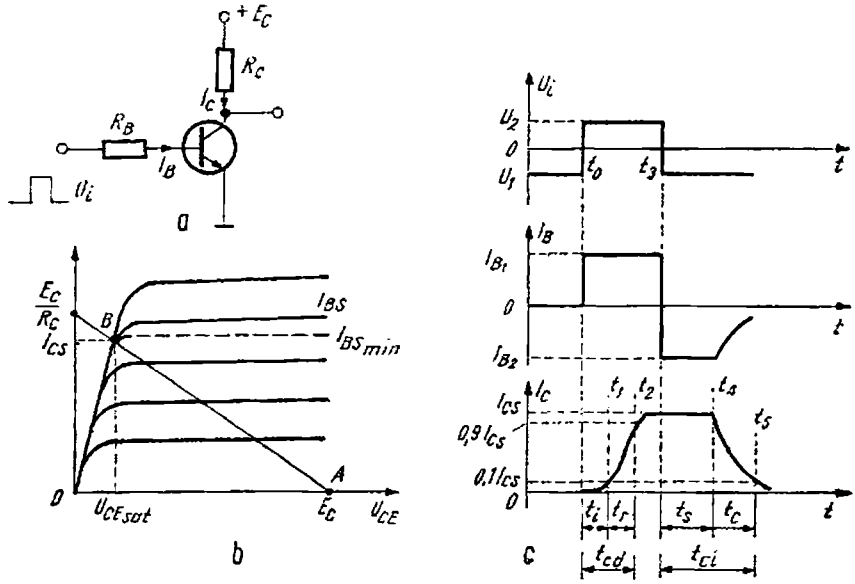


Fig. 2.29. Tranzistorul în regim de comutaţie: *a* — schema de principiu; *b* — excursia punctului de funcţionare pe caracteristicile de ieşire; *c* — curenţii şi timpii de comutaţie.

menţine la zero un timp de întîrziere — t_i — după care începe să crească la valoarea staţionară I_{CS}. Timpul în care curentul creşte de la zero la 0,9 din valoarea sa finală se numeşte timp de ridicare sau de creştere, — t_r.

Rezultă deci că de la momentul t_0 cînd s-a aplicat comanda de comutaţie în saturaţie, pînă la momentul cînd curentul de colector a atins 0,9 din valoarea maximă a trecut un timp numit „timp de comutaţie directă":

$$t_{cd} = t_i + t_r \tag{2.18}$$

Dacă însă la momentul t_3, semnalul de intrare scade brusc de la valoarea U_2 pozitiv la U_1 negativ, curentul de bază va tinde şi el să scadă brusc de la I_{B1} la I_{B2}, schimbîndu-şi sensul datorită faptului că în regiunea bazei se găsesc purtători de sarcină în număr mare. Rezistenţa R_B are rol de a limita curentul de bază la valoarea I_{B2} şi a proteja astfel joncţiunea BE. Surplusul de sarcină electrică din zona bazei va face ca I_{CS} să se mai menţină un timp — t_s — după care acesta începe să scadă. În acest timp are loc evacuarea sarcinii stocate în bază de unde şi denumirea de timp de stocare.

La momentul t_4 are loc ieşirea din saturaţie a tranzistorului şi punctul de funcţionare se va deplasa din B în A într-un timp t_c.

În acest interval de timp sarcina din bază continuă să se evacueze pînă la anularea ei aproape completă. Timpul t_c se numeşte timp de cădere şi este definit ca timpul în care curentul de colector scade de la valoarea I_{CS} la 0,1 I_{CS}.

Prin „timp de comutaţie inversă" se înţelege intervalul de timp din momentul aplicării comenzii de blocare pînă în momentul în care curentul de colector scade la 0,1 din valoarea sa maximă şi este:

$$t_{ci} = t_s + t_c \tag{2.19}$$

Observaţie: În cataloagele diverşilor producători se mai întîlnesc pentru unii timpi de mai sus şi următoarele notaţii cu semnificaţia: $t_d = t_i$; $t_f = t_c$;

Din punct de vedere practic este de dorit ca $U_{CE_{sat}}$ să fie cît mai mică, deoarece valoarea mare a curentului I_{CS} ce trece prin tranzistor va produce o disipație de putere mare. Pentru aceasta curentul I_B va trebui mărit considerabil față de I_{BSmin}. Creșterea însă nu va trebui să fie exagerată, întrucît timpul de stocare va crește și în felul acesta se înrăutățesc proprietățile de comutație ale tranzistorului.

Cazul tipic de funcționare în acest regim îl reprezintă etajul final de BO din televizoare.

VI. — **Parametrii limită ai tranzistoarelor**

În filele de catalog puse la dispoziția beneficiarilor de producătorii de tranzistoare se specifică o serie de parametri care nu trebuie depășiți, după cum urmează:

• *Temperatura maximă a joncțiunii.* Ea depinde de natura materialului semiconductor. Pentru tranzistoarele cu Si avem $T_{jmax} = 125 \div 175°C$, iar pentru cele cu Ge, $T_{jmax} = 80 \div 100°C$. Acest lucru se asigură de regulă prin alegerea unor regimuri de curenți și tensiuni judicioase iar acolo unde este cazul prin măsuri speciale de răcire. Trebuie menționat că limita inferioară de funcționare pentru toate tipurile de tranzistoare este $T_{jmin} = -65°C$.

• *Curentul de colector maxim* al unui tip de tranzistor depinde de o serie de factori din care menționăm valoarea puterii disipate în regim de saturație, pragul pînă la care se admite scăderea factorului de amplificare în curent. Acest curent corespunde regimului permanent și se notează în catalog cu I_C. Se mai definește un curent maxim de vîrf — I_{CM} — care poate fi atins numai în regim de impulsuri cu o durată maximă bine stabilită. Acesta este limitat de existența neregularităților formelor plane ale joncțiunilor unde în anumite zone pot apărea densități mari de curent care produc o încălzire periculoasă și deci distrugerea tranzistorului.

• *Curentul maxim de bază* admis în regim permanent se notează cu I_B, iar în regim de impulsuri I_{BM}.

• *Tensiunea inversă emitor-bază*, reprezintă tensiunea maximă admisibilă care poate fi aplicată joncțiunii EB în sens de blocare. Importanța acestui parametru a fost explicată în detaliu la paragraful II. În cataloage este notată cu U_{EB0}. Indicele 0 arată că ea este determinată pentru situația cu colectorul în gol ($I_C = 0$).

• *Tensiunea maximă de colector* depinde de modul de conectare al tranzistorului. Astfel în cataloage se specifică următoarele tensiuni:

— U_{CB0} este tensiunea inversă aplicată joncțiunii colector-bază cînd emitorul este deschis sau în gol ($I_E = 0$). Întrucît joncțiunea emitor-bază este inertă, tranzistorul se comportă ca o diodă polarizată invers. Este cea mai mare tensiune pe care o poate suporta tranzistorul.

— U_{CEX} reprezintă tensiunea colector-emitor cu joncțiunea EB blocată de o tensiune inversă față de situația normală cînd este deschisă. Este mai mică ca U_{CB0}.

— U_{CES} este tensiunea colector-emitor cînd joncțiunea EB este scurt-circuitată din exterior. Întrucît această joncțiune va fi puțin activată, tensiunea U_{CES} este ceva mai mică ca U_{CEX}.

— U_{CER} reprezintă tensiunea colector-emitor cînd între emitor și bază se găsește conectată o rezistență. Este și mai mică ca U_{CES} și U_{CEX}.

— U_{CE0} reprezintă tensiunea colector-emitor cu baza în gol ($I_B = 0$). Este de regulă cea mai mică tensiune.

Trebuie făcută observația că aceste tensiuni, determină o polarizare inversă a joncțiunii colector-bază, iar joncțiunea bază-emitor poate fi în

situațiile menționate. Tensiunilor inverse prezentate le corespund curenții inverși (reziduali): I_{CB0}, I_{CE0}, I_{CER}, I_{CES}, I_{CEX}. Cel mai mare curent rezidual este $I_{CE0} \simeq \beta \cdot I_{CB0}$. Acesta se dublează la creșterea temperaturii cu cca 7°C. Acești curenți sînt curenții inverși limită care nu trebuie depășiți.

În fig. 2.30 este prezentată comportarea tranzistoarelor la tensiuni mari.

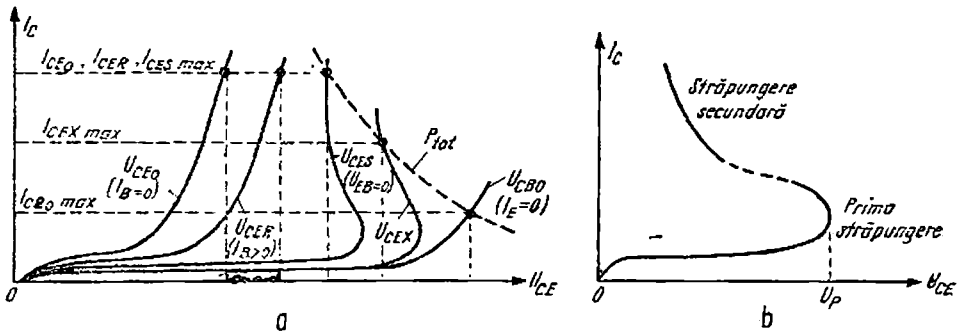


Fig. 2.30. Comportarea tranzistoarelor la tensiuni mari: *a* — tensiunile și curenții reziduali limită; *b* — străpungerile tranzistorului.

Tensiunile inverse maxime pe care un tranzistor le poate suporta sînt în zona unde începe un proces de avalanșă numit prima străpungere. Acest regim nu devine periculos atît timp cît aceste tensiuni împreună cu curenții reziduali corespunzători rămîn în interiorul parabolei care reprezintă puterea disipată maximă (fig. 2.30 *a*). Curenții inverși maximi sînt cu atît mai mici cu cît tensiunile cresc. În cazul depășirii acestor tensiuni datorită atingerii pragului de avalanșă U_P procesul de multiplicare nu mai poate fi controlat și tranzistorul intră rapid în străpungere secundară manifestat prin micșorarea căderii de tensiune între colector și emitor și creșterea curentului (fig. 2.30 *b*).

• *Puterea disipată maximă* reprezintă teoretic puterea disipată pe cele două joncțiuni:

$$P_{dmax} = U_{BE} \cdot I_E + U_{CB} \cdot I_C \tag{2.20}$$

Întrucît în regim activ normal $U_{BE} \ll U_{CB}$, putem practic considera:

$$P_{dmax} \simeq U_{CB} \cdot I_C \simeq U_{CE} \cdot I_C \tag{2.21}$$

În planul caracteristicilor de ieșire, ecuația (2.21) reprezintă o parabolă care împreună cu curentul de colector maxim și tensiunea colector-emitor maximă delimitează zona admisă de funcționare (fig. 2.31).

Puterea disipată maximă se mai notează în cataloage și cu P_{tot}. În cazul tranzistoarelor de putere, disipația este asigurată prin montarea de radiatoare al căror calcul ține seama de temperatura joncțiunii capsulei și mediului ambiant precum și de rezistențele termice care intervin între joncțiune și mediul ambiant.

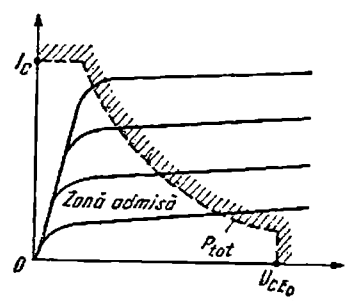


Fig. 2.31. Domeniul de funcționare admis pentru un tranzistor.

VII. — Tipuri şi familii de tranzistoare

Pentru identificarea diferitelor tipuri de tranzistoare se folosesc diverse coduri. De ex. în codul european prima literă semnifică natura materialului semiconductor: A = germaniu, B = siliciu, C = galiu-arsen, D = indiu-antimoniu. A doua literă arată domeniul de aplicare: C = tranzistor de semnale mici şi joasă frecvenţă; D = tranzistor de putere şi joasă frecvenţă; F = tranzistor de înaltă frecvenţă; L = tranzistor de putere şi înaltă frecvenţă; S = tranzistor de comutaţie; U = tranzistor de putere pentru comutaţie.

În codul american tranzistoarele sînt desemnate prin indicativul 2N. Cifrele de la urmă indică tipul respectiv de tranzistor.

În stadiul actual de dezvoltare al electronicii materialul de bază este siliciu care este mai puţin afectat de temperatură. Acesta permite obţinerea de tranzistoare într-o gamă largă de puteri şi frecvenţe. De asemenea constituie elementul principal al circuitelor integrate. În continuare se vor prezenta principalele tipuri şi familii de tranzistoare cu Si utilizate în aparatura electronică de larg consum.

• *Tranzistoare cu Si de AF şi comutaţie, de mică putere.*

Familia tranzistoarelor NPN în capsulă metalică TO-18, cuprinde ca tipuri reprezentative: BC 107-108-109. Tipurile complementare PNP în aceeaşi capsulă sînt: BC 177-178-179. În ultima vreme prin utilizarea capsulelor de plastic impermeabile, tehnologia a devenit mai productivă şi mai ieftină cu 20—40%.

Tabelul 2.8.

Polaritate	Capsulă	Tip	U_{CE0}(V)	I_C (mA)	I_{CM}(mA)	I_D (mA)	U_{EB0}(V)	P_{tot}(mW)	f_T (MHz)
NPN	Metal	BC 107	45	100	200	50	6	300	250
		BC 108	25				5		(>150)
		BC 109	25						
	Plastic	BC 170	20	100	200	50	5	300	100
		BC 171	45				6		250 (>150)
		BC 172	25				5		
		BC 173	25						
		BC 174	64						
PNP	Metal	BC 177	45	100	200	50	5	300	150
		BC 178	25						
		BC 179	20						
	Plastic	BC 250	20	100	200	50	5	300	180
		BC 251	45						
		BC 252	25						
		BC 253	25						
		BC 256	64						
NPN	Plastic	BC 337	45	800	1 A	100	5	625	100
		BC 338	25						
PNP	Plastic	BC 327	45	800	1 A	100	5	625	100
		BC 328	25						

Tipurile uzuale de tranzistoare în plastic NPN sînt: BC 170-171-172-173-174.

Tranzistoarele complementare PNP corespunzătoare sînt: BC 250-251-252-253-256.

Parametrii limită ai acestor tipuri sînt dați în tabelul 2.8. pentru o temperatură a mediului ambiant $T_a = 25°C$.

Tabelul 2.9

Polaritate	Tip	U_{CE0} (V)	U_{EB0} (V)	I_C (A)	I_{CM} (A)	I_B (A)	P_{tot} (W) $T_c = 25°C$	f_T (MHz)	h_{21E}
NPN	BD 135	45	5	1	1,5	0,2	12,5	>50	E = 33 — 48] 4 F = 42 — 60] G = 53 — 75] 6 H = 67 — 95] I = 85 — 118] 10
	BD 137	60							
	BD 139	80							
PNP	BD 136	45	5	1	1,5	0,2	12,5	>50	K = 106 — 150] L = 132 — 192] 16 M = 170 — 236] N = 212 — 300] 25
	BD 138	60							
	BD 140	80							
NPN	BD 233	45	5	2	6	1	25	>3	6 : 40 — 95 10 : 67 — 150
	BD 235	60							
	BD 237	80							
PNP	BD 234	45	5	2	6	1	25	>3	16 : 106 — 250
	BD 236	60							
	BD 238	80							

În același tabel sînt prezentate încă două familii complementare cu disipația maximă de cca 600 mW care se utilizează ca etaje finale în radioreceptoare sau televizoare portabile cu puteri de ieșire de pînă la 1W. Tipurile NPN sînt: BC 337-338 iar cele PNP BC 327-328.

Factorul de amplificare în curent continuu notat în catalog și prin h_{21E} este mic la curenți mici (0,1—1 mA) și poate crește de 2—3 ori la curenți de ordinul a 10—20 mA după care iar scade. Pe lîngă faptul că depinde mult de temperatura joncțiunii (crește cu T_j), el are o mare dispersie. De aceea fiecare tip de tranzistor se sortează pe domenii mai strînse pentru β.

Grupa de amplificare se marchează după cele trei cifre semnificative ale tipului de tranzistor prin litere sau un nou grup de două cifre. Astfel pentru familiile BC 171-174 și BC 251-256 semnificația lor este: $A - h_{21E} = 110 - 240$; $B - h_{21E} = 200 - 480$; $C - h_{21E} = 400 - 850$.

Pentru familiile BC 327—328 și BC 337—338 avem: $16 - h_{21E} = 100 - 250$; $25 - h_{21E} = 160 - 400$; $40 - h_{21E} = 250 - 630$.

Ca ultimă observație menționăm că tranzistoarele BC 109, BC 173, BC 179 și BC 253 se sortează dintre tipurile aparținînd familiei respective avînd drept criteriu factorul de zgomot F. Acesta este definit ca un cît între raportul semnal/zgomot la ieșirea tranzistorului și același raport dar referit la intrare. Valoarea redusă a acestui parametru (tipic 2 dB) recomandă folosirea acestor tranzistoare în etajele de intrare ale amplificatoarelor de AF.

• *Tranzistoare cu Si de putere medie*

Cea mai uzuală familie este BD 135-137-139 (NPN) împreună cu complementarea ei BD 136-138-140 (PNP). Acestea sînt în general utilizate în etaje finale cu puteri de pînă la 3 —4 W. Puterea disipată maximă este de cca 12W la o temperatură a capsulei de 25°C iar curentul de colector maxim de 1A. În practică însă nu se utilizează la curenți mai mari de 0,5 A întrucît β scade foarte mult peste această valoare.

Pentru amplificări la curenți de ordinul 0,5—1A se utilizează alte familii: BD 233-235-237 (NPN) şi BD 234-236-238 (PNP). Puterea disipată maximă este de 25W, iar curentul de colector maxim de 2A.

În tabelul 2.9 se prezintă principalii parametri limită.

Tabelul 2.10.

Tip	Utilizare	Polaritate	f_T (MHz)	P_{tot}(mW) $T_a = 25°C$	U_{CE0}(V)	I_C (mA)	h_{21E}	C_{CB}(pF)
BF 214	FI-MA-MF	NPN	250	160	30	30	90—350	<0,7
BF 215	RF-UUS-LMS	NPN	250	160	30	30	40—165	<0,7
BF 254	FI-MA-MF-LMS	NPN	260	220	20	25	67—330	<1,2
BF 255	RF-OSC-MIX-UUS	NPN	200	220	20	25	36—125	<1,2
BF 240	FI-RF-cu RAA	NPN	430	300	40	30	67—200	<0,42
BF 241	FI-MA-MF	NPN	400	300	40	30	35—125	<0,42
BF 167	FI-VS cu RAA	NPN	350	150	30	25	80 (>25)	<0,25
BF 173	FI-VS	NPN	550	230	25	25	100(>40)	<0,3
BF 198	FI-VS cu RAA	NPN	400	300	30	25	27—200	<0,35
BF 199	FI-VS	NPN	550	300	25	25	30—180	<0,42

După cum se vede principalul dezavantaj al tranzistoarelor de 2A (curent de colector maxim) este frecvență de tăiere redusă: 3 MHz față de 50 MHz.

Datorită dispersiei mari a factorului β se realizează o sortare pe grupe marcate prin litere sau cifre. Capsula este din plastic tip SOT 32 sau TO-126 avînd colectorul scos la suprafață pentru a permite un contact direct cu radiatorul în vederea unei bune răciri.

• *Tranzistoare cu Si NPN pentru etajele finale video*

Aceste tranzistoare au sarcina în televizoare de a amplifica semnalul video complex de la un nivel de 3—4 V_{VV} pînă la o amplitudine de 90—100 V_{VV} cît îi este necesar unui cinescop modern. Întrucît spectrul unui semnal video de luminanță se întinde de la 0 la 5 MHz amplificarea în conexiune EC trebuie să fie uniformă în bandă (20—35 ori). Rezultă că frecvența de tăiere trebuie să fie mare ($f_T > 50$ MHz).

Pentru obținerea nivelului de ieșire dorit, tensiunea de alimentare a etajului este mare și de aceea U_{CE0} este cuprinsă între 100 și 300 V. Rezistențele de sarcină uzuale de 3—5 kΩ vor determina un curent mediu de 10—30 mA ceea ce implică, din motive de fiabilitate, curenți de colector maximi între 50 și 100 mA. De asemenea pentru o funcționare stabilă la frecvențe înalte în conexiune EC, trebuie ca capacitatea de reacție (C_{CB}) să fie mică (1—6 pF).

În practică se utilizează trei familii de tranzistoare finale video:

— Familia BF 177-178-179 care are ca parametri principali limita: $U_{CE0} = 100\text{-}160\text{-}225$ V; $I_{CM} = 50$ mA; $P_{tot} = 1{,}7$ W. Capsulă metalică TO-39.

— Familia BF 257-258-259: $U_{CE0} = 160\text{-}250\text{-}300$; $I_{CM} = 100$ mA; $P_{tot} = 3.5$ W capsulă TO-39.

— Familia BF 457-458-458; $U_{CE0} = 160\text{-}250\text{-}300$ V; $I_{CM} = 200$ mA; $P_{tot} = 8$ W. Capsulă SOT32 asemănătoare tranzistoarelor BD.

Deoarece diferența la parametru U_{CE0} de la 250 V este mare, prin sortare se obține un tranzistor intermediar în cadrul ultimei familii avînd $U_{CE0} = 200$ V. Acesta este codificat prin BF 457E și astfel se permite o utilizare mai rațională a întregii game de tipuri.

Puterea disipată menționată mai sus este considerată pentru cazul cînd tranzistorul funcționează pe radiator infinit. În practică, fără radiator, puterea disipată maximă este de 0,5—0,8 W, iar cu radiator este de circa 1,7 W pentru prima familie, 2,1 W pentru familia a II-a și 2,8 W pentru a III-a familie.

• *Tranzistoare cu Si de RF și FI-MA-MF*

Aceste tranzistoare echipează blocurile de înaltă frecvență ale radioreceptoarelor, amplificatoarele de FI-MA-MF, precum și AFI-sunet din televizoare. De asemenea unele tipuri (BF214) pot fi utilizate ca oscilator în selectoarele de canale FIF. Parametrii limită sînt de ordinul: $P_{tot}\text{max} = 120\text{—}300$ mW; $I_C = 15\text{—}30$ mA; $U_{CE0} = 20\text{—}25$ V. Pentru a lucra însă într-o zonă de frecvență de la 0,15 la cca 20 MHz aceste tranzistoare prezintă o frecvență de tăiere ridicată (200—300 MHz) și o capacitate colector-bază mică (0,5—1pF).

În tabelul 2.10 se prezintă tipurile uzuale și parametrii caracteristici de bază.

• *Tranzistoare cu Si pentru AFI — video-sunet TV.*

Domeniul ridicat de frecvență (30—40 MHz) în care trebuie să lucreze acest tranzistoare implică pe de o parte, frecvențe de tăiere mari de ordinul a 400—600 MHz, iar pe de altă parte capacități de reacție C_{CB} reduse la jumătate față de tipurile anterioare. Sînt utilizate de regulă în conexiune EC fără neutrodinare și în regim de amplificare reglabilă (RAA) sau nereglabilă.

Reducerea capacității de reacție colector-bază se realizează printr-un ecran integrat în cursul fabricației între insula de folie metalică care este contactul bazei și zona colectorului. Ecranul, fiind conectat la emitor efectul capacității parazite este mult diminuat. Deoarece ecranul este un strat P realizat în materialul de bază N al colectorului, apare o joncțiune PN care se comportă ca o diodă conectată între emitor și colector. De aceea în măsurătorile curente cu ohmetrul aceste tranzistoare între colector și emitor prezintă caracterul unei diode și nu stare de blocare în ambele sensuri.

Familiile reprezentative sînt BF 167-173 în capsulă metalică TO-72 și BF 198-199 în capsulă de plastic asemănătoare tranzistoarelor BC.

Tipurile BF 199 și BF 173 sînt folosite în regim de amplificare fixă, iar tipurile BF 167, BF 198 în regim reglabil (RAA) de amplificare. Reglajul

poate fi făcut în tensiune sau în curent. Menționăm că în mod obișnuit în schemele televizoarelor, tranzistoarele cu pantă fixă lucrează la un curent $I_C = 7$ mA, iar cele cu pantă variabilă au amplificarea maximă la un curent de colector de 4 mA.

Principalii parametri ai acestor tranzistoare sînt prezentați în tabelul 2.10.

• *Tranzistoare cu Si pentru domeniile FIF-UIF*

Aceste tranzistoare echipează selectoarele de canale TV în vederea recepționării benzilor FIF (50—230 MHz) și UIF (470—860 MHz). Datorită frecvențelor mari de lucru, frecvența de tăiere este mare, capacitatea de reacție mică și factorul de zgomot mic. În prima etapă de introducere a tranzistoarelor cu Si în selectoarele de canale s-au utilizat tranzistoare NPN. Familia reprezentativă este formată din tipuri BF 180-181-200, care rezultă din aceeași tehnologie, trierea făcîndu-se după factorul de zgomot F. Tranzistoarele BF 180 au zgomotul cel mai mic și de aceea se utilizează în amplificatoarele de RF-UIF.

Cele cu un zgomot ceva mai mare sînt BF 181 și se utilizează în mixerul-autooscilant UIF. Ultima categorie o formează BF 200 care poate lucra ca amplificator de RF-FIF.

Caracteristica comună a acestor tranzistoare o constituie posibilitatea de reglaj a amplificării de tensiune și putere prin modificarea curentului de colector. Amplificarea maximă este la un curent $I_C \simeq 2$—4 mA. Dacă I_C crește la 8—10 mA, se poate obține o reducere de amplificare de cca — 30 dB.

Din necesitatea de a îmbunătăți raportul semnal/zgomot în receptoarele de TV, în ultima vreme se utilizează tranzistoare PNP cu Si reprezentate prin familiile BF 272 A-316 A pentru UIF și BF 506-509 pentru FIF. Tranzistoarele BF 509 (plastic) și BF 272 A au rolul de amplificator RF-FIF respectiv UIF. Amplificarea maximă se obține la un curent de colector de 2—4 mA și scade la 8 mA cu cca 20 dB.

Tipul BF 506 îndeplinește funcția de oscilator local FIF iar BF 316A funcția de mixer autooscilant UIF. Parametrii principali ai acestor tranzistoare sînt centralizați în tabelul 2.11.

Tabelul 2.11

Tip	Utilizare	Polaritate	f_T (MHz)	P_{tot} (mW) $T_a = 25°C$	U_{CEO} (V)	I_C (mA)	F(dB)	C_{CB}(pF)
BF 180	ARF-UIF	NPN	650	200	20	20	5(800 MHz)	0,25
BF 181	MIX-OSC-UIF	NPN	600	150	20	20	—	0,3
BF 200	ARF-FIF	NPN	500	150	20	20	3(200 MHz)	0,3
BF 506	ARF-FIF	PNP	550	300	35	30	3(200 MHz)	0,12
BF 509	OSC-FIF	PNP	700	300	35	30	2,5 (200 MHz)	0,12
BF 272A	ARF-UIF	PNP	>700	200	35	20	3,5 (800 MHz)	0,3
BF 316A	MIX-OSC-UIF	PNP	600	200	35	20	5(800 MHz)	0,25

• *Tranzistoare cu Si de putere pentru AF*

Aceste tranzistoare se utilizează în amplificatoare AF cu puteri de ieșire de ordinul zecilor de W, regulatoare sau surse de tensiune.

Cea mai uzuală familie este 2N3055, unde sortarea se face luînd drept criterii tensiunea U_{CE_0} și β la un curent de colector specificat. Tranzistorul tipic al acestei familii se caracterizează prin: $U_{OE_0} = 60$ V, $I_C = 15$A și $P_{tot} = 117$ W. Cifra de 117 W pentru puterea maximă disipată este valabilă pentru condiții ideale de răcire, adică tranzistorul se consideră montat pe un radiator infinit astfel ca temperatura capsulei să nu depășească 25°C.

O altă familie de producție indigenă este SDT 9201...9210. Aceste tranzistoare sînt proiectate astfel că ele pot funcționa la parametrii maximali fără a se distruge datorită tensiunilor de străpungere secundare.

În tabelul 2.12 se prezintă tipuri folosite pe scară largă în radioreceptoare și televizoare precum și parametrii principali.

Tabelul 2.12

Tip	U_{CE_0}(V)	U_{EB_0}(V)	I_C(A)	I_B(A)	P_{tot}(W) $T_C = 25°C$	h_{21E} la I_C(A)	f_T(MHz)
2N 3055	60					20—70/4	
2N 3055/1	30					20—70/3	
2N 3055/2	30					10—70/3	
2N 3055/3	60					20—70/3	
2N 3055/4	20					30—70/3	
2N 3055/5	20					14/4	
2N 3055/6	60					15—70/4	
2N 3055/7	60	7	15	7	117	14—70/3	0,8
2N 3055/8	60					70/4	
2N 3055/9	45					14—70/3	
2N 3055/10	45					70/4	
2N 3055/V	80					30—200/1	
2N 3055/V	60					20—150/1	
2N 3055/M	90					20—50/0.5	
2N 3055/S	100					30—120/0,3	
SDT 9201	45					20—70/4	
SDT 9202	80					20—70/4	
SDT 9203	100					20—70/4	
SDT 9204	125					20—70/4	
SDT 9205	45	12	15	7	117	15—70/4	0,8
SDT 9206	60					15—70/4	
SDT 9207	80					15—70/4	
SDT 9208	100	5				15—70/4	
SDT 9209	120					15—70/4	
SDT 9210	30					15/2	
2N 3442	140	7	15	7	117	20—70/3	0,8
2N 4347	120	7	15	3	100	20—70/2	0,8

• *Tranzistoare cu Si pentru baleiaj orizontal*

Funcționarea etajului final de BO din televizoare în regim de impulsuri impune pentru tranzistoarele utilizate, tensiuni și curenți mari de lucru, frecvență și viteză de comutație ridicată precum și tensiuni de saturație mici.

În producția de televizoare moderne se utilizează curent două familii de tranzistoare:

1. — Familia BU 406-407-408 produsă de firma SGS-ATES și care este echivalentă cu familia BUR 606-607-608 fabricată în țară.

2. — Familia BU 204-204-205-206-207-208-209.

Prima familie cuprinde tranzistoare cu tensiuni maxime de ordinul 200—400 V și se utilizează în etaje finale alimentate la 25—30 V. Curenții de lucru sînt mari (3—7 A).

A doua familie cuprinde tranzistoare care datorită tensiunilor maxime de 1200—1700 V permite alimentarea etajului final cu tensiuni cuprinse între 120—200 V și astfel se evită utilizarea transformatoarelor coboritoare de tensiune în etajele de alimentare. Curenții de lucru sînt mai mici. Aceste tranzistoare se utilizează de regulă în televizoarele staționare alb-negru și color. Tranzistorul final linii în televizoarele moderne lucrează în contratimp cu etajul prefinal, adică cînd unul conduce în saturație celălalt este blocat și invers. Blocarea etajului se face aplicînd o tensiune inversă U_{EB}, de exemplu de —1,5 V. În această situație de mare importanță în caracterizarea tranzistoarelor este tensiunea inversă maximă U_{CEX}. Din motive de fiabilitate, aceasta trebuie să fie cu (20—50%) mai mare ca tensiunea U_{CE} care apare pe tranzistor în stare blocată pe durata cursei inverse de linii.

Deoarece funcționarea unui etaj final de BO presupune existența unui comutator bipolar, la unele tipuri de tranzistoare se montează intern o diodă rapidă în contrasens cu curentul de colector (fig. 2.32). Această diodă se numește diodă de recuperare paralel.

În acest caz, în codificarea tranzistoarelor apare litera D. De exemplu: BU 407 D, BUR 607 D etc.

Tranzistoarele din a doua familie, care lucrează la tensiuni mari, sînt astfel construite încît pot asigura și conducția inversă a curentului de colector. Se evită astfel utilizarea unei diode rapide de tensiune mare. În conducția

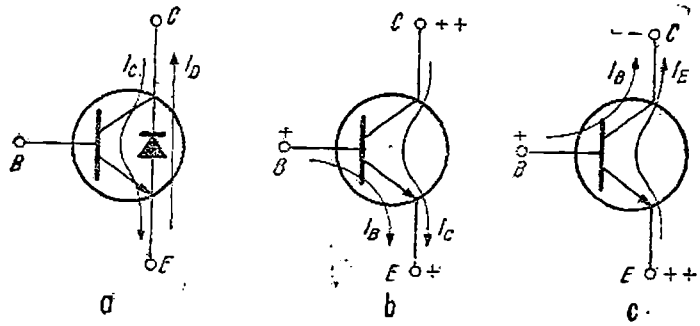


Fig. 2.32. Conducția tranzistoarelor finale de BO: *a* — cu diodă paralel; *b* — conducția normală; *c* — conducția inversă.

normală (fig. 2.32 *b*), curentul de colector asigură alternanța pozitivă a curentului de deflexie și se poate scrie: $I_E = I_C + I_B$. Factorul de amplificare, în acest regim, pentru tranzistoarele de acest tip este mic (2—3).

În conducție inversă (fig. 2.32 *c*), rolul diodei de recuperare paralel care furnizează alternanța negativă a curentului de deflexiune îl joacă joncțiunea BC care este deschisă. Joncțiunea EB va conduce un curent invers mai mic. În acest regim este valabilă relația: $I_C = I_E + I_B$.

Parametrii principali ai tranzistoarelor prezentate sînt specificați în tabelul 2.13.

Tabelul 2.13

Tip	U_{CB_0}(V)	U_{CEX}(V)	U_{CE_0}(V)	I_C(A)	I_B(A)	U_{CEsat}/I_C (V/A)	h_{21E}/I_C(A)	P_{tot}(W) $T_C = 25°C$	f_T(MHz)
BU 406	400	375	200	7	4	1/5	5—15/5	60	10
BU 407	330	300	150	7	4	1/5	5—15/5	60	10
BUR 606	400	400	200	7	4	1/5		60	10
BUR 607	330	330	200	7	4	1/5		60	10
BUR 608	400	400	200	7	4	1/5		60	10
BU 204	1 300	1 300	600	2,5	2	5/2	2,5/2	10	8
BU 205	1 500	1 500	700	2,5	2	5/3	2,3/2	10	8
BU 206	1 700	1 700	800	2,5	2	5/2	2/2	10	8
BU 207	1 300	1 300	600	5	4	5/4,5	2,5/4,5	12,5	7
BU 208	1 500	1 500	700	5	4	5/4,5	2,5/4.5	12,5	7
BU 209	1 700	1 700	800	5	4	5/4,5	2/4.5	12,5	7

Observații: — Tipurile BU 204—206 se utilizează în TV-AN iar BU 207-209 în TVC.

— Se specifică următoarele echivalențe: SU 161 = BU 205; SU 160 = = BU 208.

2.2.4. Tranzistoare unipolare

Denumirea provine de la faptul că la procesul de conducție participă numai un singur fel de purtători de sarcină: electroni sau goluri. Aceștia circulă printr-un canal din material semiconductor de tip P sau N. Intensitatea curentului electric este determinată de lățimea canalului și aceasta poate fi modificată prin aplicarea unui cîmp electric exterior transversal pe direcția de curgere a purtătorilor. De aceea, aceste tranzistoare se mai numesc și tranzistoare cu efect de cîmp (TEC sau FET în limba engleză). Extremitățile canalului sînt prevăzute cu două terminale denumite sursă și drenă. Sursa (*S*) furnizează purtătorii de sarcină, iar drena (*D*) îi colectează.

Cîmpul electric extern produs de sursa de semnal se aplică pe al III-lea terminal numit poartă sau grilă (G).

După modul de obținere a cîmpului electric de comandă, există două mari categorii constructive: cu poartă joncțiune și cu poartă izolată. În continuare se va descrie funcționarea lor și principalele caracteristici.

I. — Tranzistoare cu poartă joncțiune (TEC-J)

Poarta reprezintă o regiune de polaritate inversă cu cea care alcătuiește canalul. Datorită contactului direct (poarta-canal) se formează o joncțiune semiconductoare care va fi polarizată invers pentru obținerea efectului de cîmp. Astfel, dacă canalul este de tip N, zona grilei va fi tip P (TEC-J cu canal N). În situația inversă, cînd canalul este de tip P, atunci zona grilei va fi de tip N (TEC-J cu canal P).

Simbolurile acestor tipuri de tranzistoare sînt prezentate în fig. 2.33 *a*.

În cele ce urmează se va explica funcționarea unui TEC-J cu canal N.

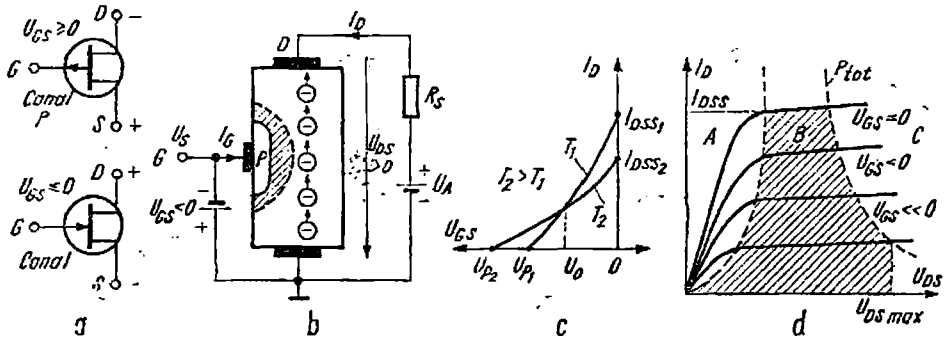


Fig. 2.33. Tranzistoare TEC-J: *a* — reprezentare; *b* — construcția unui tz. TEC-J cu canal N; *c* — caracteristica de transfer; *d* — caracteristicile de ieșire.

Canalul este un semiconductor cu Si de tip N la capetele căruia se atașează contactele de drenă și sursă. Tensiunea de alimentare (U_A), prin intermediul rezistenței de sarcină (R_S) se aplică cu plus pe D și minus pe S. Deci $U_{DS} > 0$. (fig. 2.33 *b*). Grila corespunde unei zone P care este în contact direct cu canalul formînd o joncțiune PN. Această joncțiune este polarizată invers din exterior ($U_{GS} < 0$) și va rezulta o regiune de barieră lipsită de sarcini (hașurată). Întrucît canalul este de tip N, purtătorii de sarcini vor fi electronii, care se deplasează sub acțiunea sursei de alimentare de la minus la plus, adică de la sursă la drenă. În funcție de mărimea polarizării inverse U_{GS}, grosimea zonei de barieră va fi variabilă modificînd secțiunea canalului și deci fluxul de electroni. Ținînd seama că sarcinile în mișcare sînt negative, sensul curentului de drenă este invers sensului de deplasare.

Dacă peste polarizarea U_{GS} a porții suprapunem un semnal alternativ U_s dar a cărui amplitudine nu o depășește în valoare absolută, va avea loc o modificare a grosimii stratului de barieră și deci a secțiunii canalului în ritmul acestui semnal. Ca urmare, curentul de drenă va urmări variațiile semnalului de intrare și va produce la bornele rezistenței de sarcină un semnal amplificat.

Caracteristica de transfer reprezintă variația curentului de drenă în funcție de polarizarea porții față de sursă ca referință (fig. 2.33 c). Ea are ca para-

metri de catalog: curentul maxim de drenă I_{DSS} obținut cînd $U_{GS} = 0$ și tensiunea de prag U_p cînd $I_D = 0$. Această caracteristică depinde de temperatură. Dacă temperatura crește de la T_1 la T_2 I_{DSS_1} va scădea la I_{DSS_2} iar U_{p_1} va crește la U_{p_2} (în valoare absolută). Se vede că există o tensiune U_0 unde influența temperaturii este practic nulă și care este recomandată a fi utilizată în exploatare.

Planul caracteristicilor de ieșire cuprinde variația curentului de drenă în funcție de U_{DS} pentru diverse polarizări U_{GS} și cuprinde mai multe zone (fig. 2.33 *d*):

— Zona *A* este caracterizată printr-o creștere aproape liniară a curentului I_D în funcție de U_{DS} și de aceea ea se mai numește și zonă ohmică.

— Zona *B*, separată de prima prin linia punctată, este zona de saturație unde I_D crește foarte puțin cu U_{DS}.

— Zona *C* este limitată de hiperbola puterii maxime: $P_{tot} = I_D \cdot U_{DS_{max}}$.

Pentru ca TEC-J să funcționeze în regim de amplificare liniară, punctul de funcționare trebuie să se găsească în interiorul suprafeței hașurate caracterizată de parametrii limită: $I_{DSS}(U_{GS} = 0)$, $U_{DS\,max}$, $P_{d\,max}$. Funcționarea tranzistorului TEC-J cu canal P este identică cu observația că polarizările sînt de semn contrar și curentul este dat de deplasarea golurilor.

Aceste tranzistoare, datorită polarizării inverse a porții față de sursă, au curentul de intrare foarte mic (10^{-11}A) și deci prezintă o impedanță de intrare foarte mare. De asemenea, zgomotul este redus față de tranzistoarele bipolare.

Panta însă este mică comparativ cu tranzistoarele bipolare (care au 20—38 mA/V pentru fiecare mA de I_C) fiind de ordinul a (2—8) mA/V. Dacă însă se utilizează la curenți mici de drenă, rezistența de ieșire este foarte mare și ca atare circuitele oscilante de sarcină nu sînt amortizate și amplificarea este bună.

Dintre tipurile fabricate în țară enumerăm: BF 245, 246, 247, 256. Acestea sînt cu canal N și se utilizează în înaltă frecvență.

II. — Tranzistoare TEC cu grilă izolată

La aceste tranzistoare canalul se află la suprafața semiconductorului de bază și cîmpul electric exterior se aplică pe o armătură metalică care este izolată de suprafață. Datorită structurii — metal, izolator, semiconductor —, aceste tranzistoare se mai numesc TEC-MIS, iar dacă stratul izolator este bioxidul de siliciu denumirea este TEC-MOS sau MOS-FET.

În funcție de modul de formare al canalului există două categorii: tranzistoare TEC-MOS cu canal indus și tranzistoare TEC-MOS cu canal inițial.

• *Tranzistoare TEC-MOS cu canal indus*

Simbolurile acestor tranzistoare sînt prezentate în fig. 2.34 a. Constructiv, tranzistorul este format dintr-un suport semiconductor, de exemplu de tip P, care se numește bază sau substrat. Prin difuzie se constituie două regiuni N care sînt sursa și drena. Pe suprafața dintre ele se depune un strat de oxid izolator, deasupra căruia este realizat electrodul metalic de poartă (fig. 2.34 *b*).

Considerăm că pe poartă și drenă se aplică față de sursă tensiunile $U_{DS} > 0$, $U_{GS} > 0$, iar substratul este legat la sursă. Dacă $U_{GS} = 0$, atunci joncțiunea drenă-substrat este polarizată invers și curentul de drenă e nul. Crescînd tensiunea U_{GS}, între poartă și substrat apare un cîmp electric care face ca electronii minoritari din baza P să fie atrași în zona grilei iar golurile să fie respinse de la suprafață.

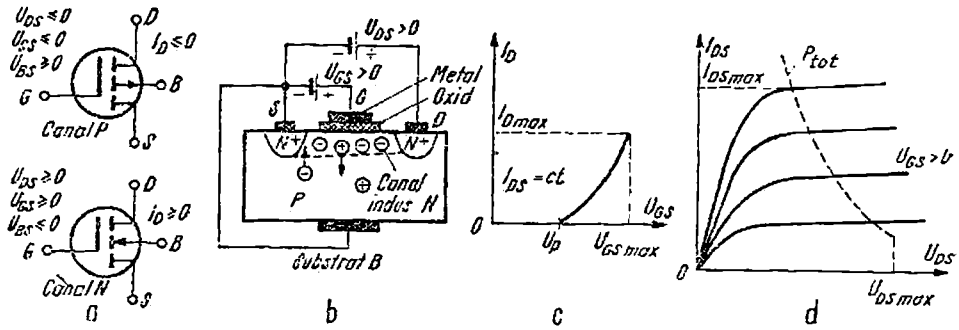


Fig. 2.34. TEC—MOS cu canal indus: *a* — reprezentare; *b* — construcție; *c* — caracteristica de transfer; *d* — caracteristicile de ieșire.

De la o anumită valoare a tensiunii U_{GS}, numită tensiune de prag (U_p), concentrația de electroni de la suprafață va depăși pe aceea de goluri. Cu alte cuvinte, sub influența cîmpului extern creat între G și S(B) de tensiunea U_{GS}, are loc o inversiune a tipului de conducție la suprafața semiconductorului din P în N. Se formează astfel un canal de suprafață de tip N prin care circulă curentul de la drenă la sursă (fiind proporțional cu tensiunea U_{DS}).

Datorită modului de formare, canalul poartă denumirea de canal indus. În lipsa tensiunii de poartă, prin tranzistor nu circulă curent I_{DS} spre deosebire de TEC-J unde curentul e maxim.

Întrucît bioxidul de siliciu are proprietăți excelente de izolație, acest tip are cea mai mare impedanță de intrare ($I_G \approx 10^{-14} - 10^{-16}$ A).

Caracteristica de transfer $I_D = f(U_{GS})$, reprezentată în figura 2.34 *c*, are parametrii limită: U_p, $U_{GS\,max}$ și $I_{D\,max}$.

În fig. 2.34 *d*, se prezintă forma caracteristicilor de ieșire, fiind din punct de vedere al parametrilor limită asemănătoare cu aceea de la TEC-J.

• *Tranzistoare TEC-MOS cu canal inițial*

Comparativ cu tipul anterior, aceste tranzistoare sînt prevăzute din construcție cu un canal inițial. Canalul poate fi de tip P sau N. În fig. 2.35 se prezintă simbolurile acestor tipuri precum și funcționarea unui tranzistor cu canal N inițial.

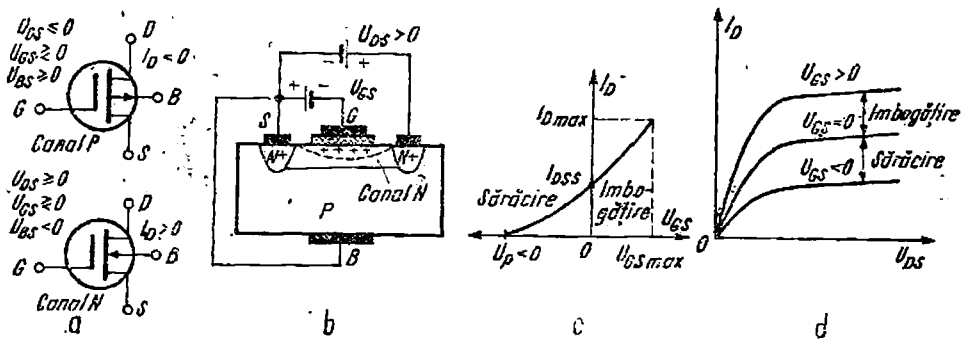


Fig. 2.35. TEC—MOS cu canal inițial: *a* — reprezentare; *b* — construcție; *c* — caracteristica de transfer; *d* — caracteristicile de ieșire.

Datorită existenței canalului, rezistența traseului drenă-sursă este redusă și poate există curent de drenă chiar dacă $U_{GS} = 0$. Tranzistorul poate funcționa atît cu tensiuni pozitive de poartă cît și negative.

Dacă $U_{GS} < 0$ (fig. 2.35 *b*), la suprafața dinspre grilă se induc (atrag) sarcini pozitive și astfel are loc o sărăcire a canalului în purtători majoritari negativi. Canalul se îngustează și I_D scade. Mărind în continuare această tensiune negativă, se poate ajunge la strangularea completă a canalului. La aplicarea unei tensiuni $U_{GS} > 0$, numărul de electroni în apropierea suprafeței porții va crește, sporind conductibilitatea canalului. Tranzistorul va funcționa astfel în regim de îmbogățire.

Cele două regimuri de funcționare se reflectă în caracteristicile de ieșire (fig. 2.35 *d*) și transfer (fig. 2.35 *c*).

III. — Tetroda MOS-FET

Reprezintă o formă specială de tranzistor MOS cu canal N. Are două porți plasate una după alta. Amplificarea este mare și zgomotul mic, fiind recomandată a fi utilizată în domeniul FIF și în special UIF.

În fig. 2.36 se prezintă simbolul și schema de conectare într-un etaj ARF-FIF.

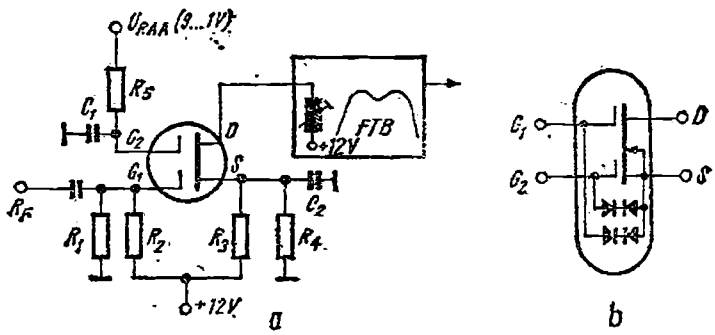


Fig. 2.36. Tetroda TEC—MOS: *a* — polarizări; *b* — protecția la suprasarcini.

Impedanța de sarcină, care este filtrul de bandă acordat cu diode varicap, se conectează în c.a. între drenă și sursă. Semnalul de RF se aplică pe poarta G_1 care este polarizată la + 4,5 V cu ajutorul divizorului R_1, R_2 (fig. 2.36 *a*).

Tensiunea de RAA se aplică similar ca la un tranzistor PNP pe poarta G_2 iar sursa S este polarizată extern prin R_3,R_4.

În situația fără semnal avem: $U_{G_2} = 9$ V, $U_S = 4{,}5$ V, $U_{G_2S} = 9 - 4{,}5 = 4{,}5$ V.

La semnalul maxim admis tensiunile sînt: $U_{G_2} = 1$ V, $U_S = 3$ V, $U_{G_2S} = 1 - 3 = -2$ V.

Curentul de lucru al tetrodei variază de la cca 8 mA în situația fără semnal, pînă la zero la semnal maxim. Variația de amplificare este de peste 40 dB.

Tipurile reprezentative sînt: BF907—910—960—961.

În concluzie, vom menționa un aspect de ordin practic legat de utilizarea tranzistoarelor MOS. Datorită impedanței foarte mari de intrare, există riscul de străpungere al stratului de oxid (rezistă pînă la cca 100 V) prin acumulări de sarcini electrostatice mari. De aceea, stocarea se face în cutii din

material conductor electric astfel ca toate terminalele să fie scurtcircuitate împreună.

Ciocanele de lipit sînt conectate la pămînt. Unele tipuri ca BF 960, BF 961 sînt prevăzute cu circuite interne limitatoare a supratensiunilor (fig. 2.36 *b*).

2.2.5. Tiristorul

Prin combinarea mai multor joncțiuni cu proprietăți diferite s-au obținut dispozitive semiconductoare cunoscute sub numele de: tiristor, diac, triac etc.

Tiristorul este realizat dintr-un cristal de siliciu cu patru zone alternate ca polaritate P_1 N_1 P_2 N_2 (fig. 2.37 *a*). Aceste zone dau naștere la trei joncțiuni, lucru care face ca tiristorul să aibă ca schemă echivalentă două tranzistoare, unul PNP altul NPN conectat, ca în fig. 2.37 *c*.

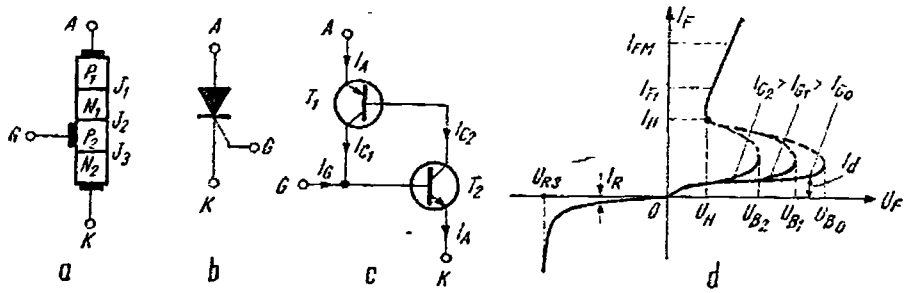


Fig. 2.37. Tiristorul: *a* — structură; *b* — simbol; *c* — schemă echivalentă; *d* — caracteristica curent-tensiune.

Zonele extreme P_1 și N_2 reprezintă anodul (A) respectiv catodul (K). Zona P_2 apropiată de catod se conectează la electrodul de comandă numit grilă sau poartă (G). Datorită acestei configurații, tiristorul se mai numește și diodă redresoare comandată.

În funcție de polarizarea anod-catod, există două regimuri de funcționare. Astfel, *regimul invers* este caracterizat de aplicarea unei tensiuni cu minus pe anod și plus pe catod (U_R). Joncțiunile J_1, J_3 sînt polarizate invers iar J_2 direct. Curentul care circulă, este un curent invers I_R foarte mic. Dacă U_R atinge un prag U_{RS}, va avea loc un fenomen de avalanșă care duce la străpungerea joncțiunilor J_1, J_3 și prin tiristor va curge un curent mare (J_2 este polarizată direct). Acesta, pentru ca tiristorul să nu se distrugă, va trebui să fie limitat de circuitul exterior.

Dacă tensiunea de polarizare se aplică cu plusul pe anod și minusul pe catod, tiristorul va funcționa în *regim polarizat direct*. Joncțiunile J_1, J_3 sînt polarizate direct iar J_2, invers. Cînd tensiunea U_{AK} este sub o anumită limită, curentul direct (I_d) care circulă este foarte mic și tiristorul este blocat. Prin amorsarea tiristorului se înțelege procesul de trecere de la starea de blocare la starea de conducție. Acesta poate avea loc în mai multe moduri (fig. 2.37 *d*):

— *Amorsarea prin creșterea tensiunii* U_{AK}. Dacă tensiunea U_{AK} crește peste o valoare U_{BO}, joncțiunea centrală J_2 se străpunge prin multiplicarea în avalanșă a purtătorilor de sarcină. Prin tiristor va curge un curent

mare, numit curent direct de conducție (I_F) care pentru a nu se distruge tiristorul, va trebui limitat de circuitul exterior. Odată amorsarea produsă, tensiunea U_{AK} va scădea. Din motive termice, amorsarea prin creșterea tensiunii U_{AK} nu se utilizează în practică.

— *Amorsarea prin curent de poartă.* Dacă între poartă și catod se aplică o tensiune U_{GK} care polarizează direct joncțiunea J_3, atunci are loc o injecție de curent I_G prin electrodul de comandă. Tranzistorul T_2 intră în conducție injectînd electroni în baza tranzistorului T_1 care va începe și el să conducă. Din fig. 2.37 *c* se vede că I_{c1} este o componentă a curentului de bază al tranzistorului T_1. Dacă acesta depășește o anumită valoare, el poate menține singur tiristorul amorsat chiar dacă se suprimă curentul de poartă I_G.

Amorsarea tiristorului prin curent de poartă este amorsarea normală utilizată în practică. Cu cît curentul de poartă este mai mare, cu atît deschiderea tiristorului are loc la tensiuni U_{AK} mai mici.

— *Amorsarea prin variația rapidă a tensiunii* U_{AK}. Constă în aplicarea unei tensiuni U_{AK} mai mică ca U_{BO} dar cu o variație foarte rapidă în timp.

Joncțiunea centrală J_2, fiind o joncțiune polarizată invers, prezintă o capacitate de barieră (paragraful 2.2.1)C_b. Dacă se presupune că tensiunea anodică variază în timp cu viteza $\Delta U_{AK}/\Delta t$ (regim de impulsuri) atunci această capacitate se încarcă cu un curent $i = C_b \cdot \Delta U_{AK}/\Delta t$. La viteze excesiv de mari ale tensiunii anodice, curentul prin tiristor poate deveni suficient de mare pentru a produce amorsarea în absența semnalului de poartă chiar dacă $U_{AK} < U_{BO}$. În cataloage este specificată valoarea $(\Delta U_{AK}/\Delta t)$ max. și ea reprezintă o valoare limită absolută. Protecția la variații rapide ale tensiunii se face practic prin montarea în paralel de circuite RC cu valorile uzuale: $R = 50 \div 1000\ \Omega$ și $C = 0{,}1 \div 5\ \mu F$.

— *Amorsarea prin creșterea temperaturii.* Pe baza schemei echivalente din fig. 2.37 *c*. putem observa că datorită creșterii excesive a temperaturii joncțiunilor, curenții reziduali I_{CBO1} și I_{CBO2} se pot mări pînă la o valoare suficientă pentru o amorsare chiar în absența curentului de poartă I_G.

Un parametru important este curentul de menținere, I_H. Acesta caracterizează trecerea tiristorului din starea de conducție în starea de blocare. Astfel dacă la un tiristor odată amorsat, curentul direct (I_F) scade de la o valoare I_{F1} la o valoare critică I_H, el va rămîne în această stare. Scăzînd însă sub valoarea I_H, el se dezamorsează (fig. 2.37 *d*). Din acest punct de vedere trebuie făcută observația că un tiristor amorsat, poate fi trecut în starea de blocare prin inversarea polarității tensiunii U_{AK} (fără a fi depășită tensiunea inversă admisă U_{RS}) sau prin anularea ei.

La utilizarea tiristoarelor în regim de comutație, pentru amorsare se pot aplica pe poartă impulsuri cu fronturi abrupte. Tensiunea la borne însă nu scade brusc aproape de zero, iar curentul va crește după o lege care depinde de configurația circuitului exterior. În acest timp tranzitoriu, puterea disipată este mare fiind proporțională cu viteza de variație a curentului $\Delta I/\Delta t$. De aceea în cataloage se definește un alt parametru limită numit viteza critică de creștere a curentului anodic: $(\Delta I/\Delta t)_{max.}$ Reducerea vitezei de creștere a curentului se face în mod concret prin montarea de inductanțe în serie.

Tiristorul reprezintă un dispozitiv semiconductor cu mare fiabilitate fiind utilizat în industrie la comanda și reglarea tensiunilor și curenților.

În receptoarele TV, domeniul de aplicare îl constituie baleiajul orizontal și sursele de alimentare în comutație.

Pentru tiristoarele produse în țară, curentul anodic direct mediu admis (I_{FO}) este între 1 și 700 A, iar tensiunea inversă maximă de la 50 la 2600 V.

Codificarea lor se poate explica simplu, alegînd de exemplu tipul T10N5 unde literele și cifrele au următoarele semnificații: T — tiristor; 10 — I_{FO} = = 10A; N — timp de dezamorsare mare; 5 — U_{RS} = 500 V. Menționăm că din punct de vedere al timpului de dezamorsare, mai există și tiristoare (F sau R) rapide.

Dispozitive semiconductoare înrudite cu tiristorul sînt triacul și diacul.

Triacul este un dispozitiv analog cu două tiristoare montate în paralel și în antifază realizate pe același cristal de siliciu. Are o singură poartă și poate fi amorsat atît prin impulsuri pozitive cît și negative.

Spre deosebire de tiristor, el conduce curent în ambele sensuri și de aceea se utilizează cu precădere în circuite de c.a. neredresat.

Diacul reprezintă o diodă cu conducție în ambele sensuri. Caracteristica curent-tensiune se aseamănă cu aceea a două tiristoare montate în paralel și în antifază fără poartă. Amorsarea curentului se face prin depășirea pragului (U_{BR}) de întoarcere al caracteristicii. Se utilizează la comanda tiristoarelor și triacelor.

2.2.6. Dispozitive optoelectronice

Rolul principal în funcționarea acestor dispozitive semiconductoare îi revine luminii. Există mai multe categorii de dispozitive optoelectronice: fotosensibile, emisive și cuploare optice.

I.— Fotodioda

Este un dispozitiv fotosensibil care constă dintr-o joncțiune PN polarizată invers și al cărui curent variază sub influența radiației luminoase. Lumina pătrunde printr-o fereastră practicată în capsulă pe zona P.

În fig. 2.38 se prezintă simbolul și schemele de conectare.

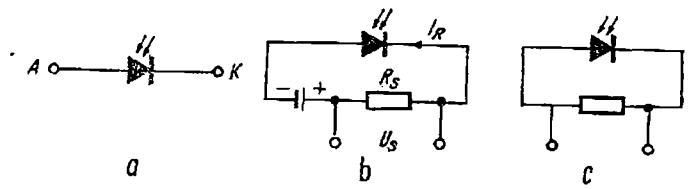


Fig. 2.38. Fotodioda: *a* — reprezentare; *b* — conectare cu sursă de alimentare; *c* — fără sursă de alimentare.

Tensiunea de alimentare se aplică astfel încît curentul care circulă este curentul invers al joncțiunii PN. Dacă fluxul luminos este variabil ca intensitate, atunci la bornele rezistenței de sarcină R_S se obține un semnal electric U_S proporțional cu acesta (fig. 2.38 *b*).

În această conexiune, fotodioda se utilizează la: sisteme de alarmă, cinematografie pentru coloana sonoră, comanda la distanță în infraroșu, comanda programată a mașinilor-unelte etc.

Fotodioda se mai poate utiliza și fără tensiune de alimentare în circuit (fig. 2.38 *c*). În acest caz ea funcționează ca fotoelement sau fotocelulă, furnizînd energie sub influența radiației luminoase.

Tensiunea în gol este de 0,6 V, iar în sarcină scade la 0,4—0,5 V Curentul depinde de suprafața diodei. În prezent se realizează baterii de fotoelemente care pot furniza 16 W la 8 V sau 33 W la 15 V.

II. — **Fototranzistorul**

Fototranzistorul este un dispozitiv cu două joncțiuni la care aceea dintre colector și bază joacă rol de fotodiodă. Curentul care sub influența luminii ia naștere în această joncțiune, va curge prin emitor și datorită efectului de tranzistor el va fi amplificat de 100—500 ori (fig. 2.39) .

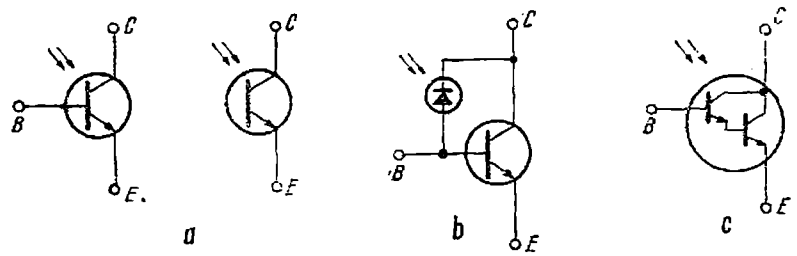


Fig. 2.39. Fototranzistorul: *a* — simbol; *b* — schema echivalentă; *c* — fotodarlington.

Fototranzistorul se utilizează de obicei în conexiune EC. Baza poate fi scoasă sau nu la un contact exterior. Dacă ea este prevăzută cu un terminal, se poate aplica și un semnal de comandă. În acest caz, fototranzistorul la întuneric funcționează ca un tranzistor normal.

Domeniul de utilizare cuprinde o serie de aplicații ca: măsurarea luminii, circuit de reglaj în funcție de iluminare, citirea cartelelor perforate la calculatoare, cuploare optoelectronice.

Randamente superioare se obțin prin utilizarea fotodarlingtonului (fig. 2.39 *c*). Acesta cuprinde două tranzistoare în conexiune Darlington unde joncțiunile BC prezintă efecte de fotodiodă și amplificarea obținută este mare (10^3—10^5).

III. — **Dioda electroluminiscentă (LED)**

Reprezintă o joncțiune PN polarizată direct realizată din Ga As, Ga As P etc. La aplicarea unei tensiuni mici în sensul de conducție, purtătorii minoritori (electroni și goluri) străbat joncțiunea și se recombină emițînd lumină. În funcție de natura cristalului semiconductor și de dotarea lui, culoarea luminii este diferită.

Polarizarea diodei LED poate fi făcută și în c.a. În acest caz alternanța negativă se suprimă cu o diodă rapidă montată în antifază (fig. 2.40*c*).

Căderea de tensiune în conducție directă este de 1,2—1,6 V, iar curentul este cuprins între 1—100 mA. Randamentul cel mai bun îl au diodele roșii. Comparativ cu lămpile cu incandescență, viața diodelor LED este de cca 100 ori mai lungă. Luminiscența scade cu cca 20% după 20 000 ore de funcționare. Timpul de răspuns uzual fiind de 10—100 ns, diodele LED sînt net superioare și din acest punct de vedere lămpilor cu incandescență.

Diodele LED se utilizează ca elemente de afișare și semnalizare.

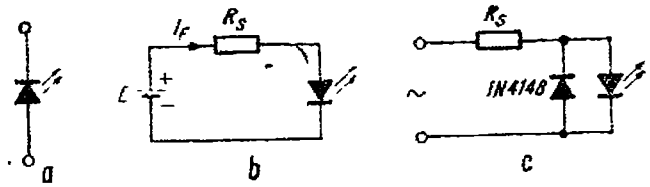


Fig. 2.40. Dioda electroluminiscentă: *a* — simbol; *b* — alimentare în c.c.; *c* — alimentare în c.a.

IV. — Cuploare optice

Cuplorul optoelectronic este un dispozitiv complex constituit dintr-un emițător de radiație luminoasă (LED) și un receptor de lumină (fotodiodă, fototranzistor, fotodarlington, fotorezistență). Acestea sînt așezate față în față la distanță foarte mică într-o capsulă comună (fig. 2.41).

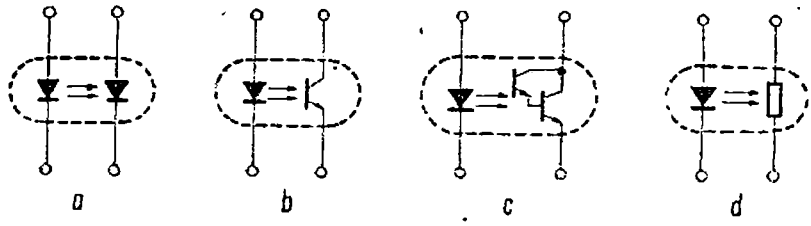


Fig. 2.41. Cuploare optoelectronice: *a* — cu fotodiodă; *b* — cu fototranzistor; *c* — cu fotodarlington; *d* — cu fotorezistență.

Dacă la bornele diodei se aplică un semnal electric, atunci acesta prin intermediul fluxului luminos va putea fi obținut la ieșirea receptorului. Se obțin astfel tensiuni de izolație foarte mari de ordinul 2 000—50 000 V care constituie principalul avantaj al cuploarelor optice, combinat cu o viteză de răspuns mare.

Informațiile se transmit strict într-un singur sens, fără reacție și în sens invers.

Capitolul 3

Subansamble utilizate în RR şi TV

3.1. Bobine şi transformatoare

Bobinele şi transformatoarele sînt subansamble cu largă utilizare în construcţia radioreceptoarelor şi televizoarelor. Caracteristic acestor elemente de circuit este înmagazinarea energiei electromagnetice în cîmp magnetic. Condensatoarele înmagazinează şi ele energie electromagnetică, dar sub forma cîmpului electric. Diferit de condensatoare, bobinele nu pot păstra energia înmagazinată în cîmpul magnetic după scoaterea lor din circuit, deoarece acesta fiind generat de curentul electric ce le străbate, la scoaterea lor din circuit, curentul electric se întrerupe.

3.1.1. Bobine

Bobinele sînt realizate fizic dintr-un fir conductor, care prin forma ce i se dă, delimitează o suprafaţă închisă.

Cea mai simplă bobină este o spiră circulară închisă, realizată dintr-un material conductor (care este în general cuprul). În cazul în care această spiră este parcursă de un curent continuu avînd intensitatea I, în jurul conductorului apare un cîmp magnetic de intensitate H şi inducţie B, care determină apariţia unui flux magnetic Φ prin suprafaţa S, închisă de spiră (fig. 3.1).

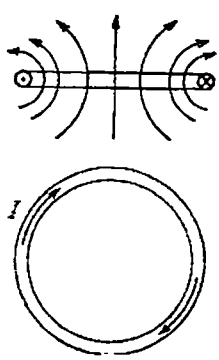


Fig. 3.1. Spiră circulară închisă parcursă de un curent de intensitate I şi sensul cîmpului magnetic propriu.

Între fluxul (prin suprafaţa închisă de spiră) şi curentul ce o străbate există o relaţie liniară:

$$\Phi = LI$$

Factorul de proporţionalitate L, numit inductanţa spirei, este o constantă şi depinde numai de forma geometrică a spirei şi permeabilitatea magnetică a mediului înconjurat de spiră.

În fig. 3.2. este prezentată o bobină avînd o lungime l, un număr N de spire şi o secţiune circulară cu suprafaţa S.

Inductanţa acestei bobine, în cazul în care lungimea ei este mult mai mare decît diametrul înfăşurării, este dată de relaţia:

$$L = \frac{\mu N^2 S}{l}$$

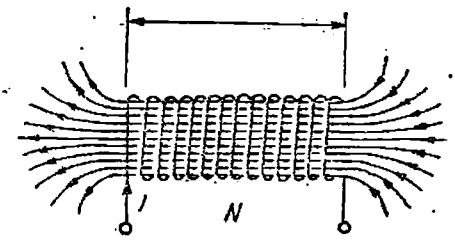


Fig. 3.2. Cîmpul magnetic creat de o bobină cilindrică de lungime l, avînd N spire și parcursă de curentul I.

În cazul în care lungimea bobinei este comparabilă cu diametrul ei (bobine scurte), inductanța bobinei scade, fiind dată de relația:

$$L = K\frac{\mu N^2 S}{l}$$

K este un coeficient mai mic decît unitatea și depinde numai de forma bobinei. Din relația de mai sus rezultă că inductanța unei bobine crește cu pătratul numărului de spire, cu suprafața secțiunii și scade cînd lungimea bobinei crește, păstrîndu-se numărul de spire. De asemenea inductanța bobinei depinde direct proporțional de permeabilitatea magnetică a mediului din interiorul bobinei. Utilizînd ca miez pentru bobine, materiale feromagnetice cu permeabilitate magnetică foarte mare, se pot obține pentru același curent prin bobină inducții magnetice de valori foarte mari.

Unitatea de măsură pentru inductanță este henry-ul (H), în sistemul internațional de unități de măsură. Uzual sînt folosiți submultiplii acestei unități, și anume milihenry (mH) și microhenry (μH).

$$1\ \text{mH} = 10^{-3}\text{H}$$
$$1\ \mu\text{H} = 10^{-6}\text{H}$$

Importante, pentru înțelegerea modului de acțiune a bobinelor în circuit, sînt comportarea în curent continuu și comportarea în curent alternativ.

Astfel de exemplu, dacă unei bobine ideale (la care se neglijează rezistența electrică a firului conductor) i se aplică o tensiune constantă, de valoare U, curentul prin bobină va avea o creștere liniară, ca în fig. 3.3., și va avea expresia:

$$i_L = \frac{U}{L} \cdot t.$$

Fizic acest mod de comportare a unei bobine se explică prin fenomenul de autoinducție. Spirele unei bobine sînt legate galvanic între ele, dar în același timp sînt și cuplate magnetic prin fluxul ce le străbate pe toate. Crescînd curentul prin spirele bobinelor, creșterea de flux induce în propriile spire o tensiune electromotoare de sens contrar, opunîndu-se tensiunii aplicate la borne.

În fig. 3.4. sînt prezentate două spire circulare închise, de suprafețe egale, așezate foarte aproape una de alta. Prin spira 1 circulă curentul i_1, pozitiv, liniar crescător. Acesta generează un flux Φ_1, de asemenea liniar crescător. În spira 2 se induce, datorită variației de flux produsă de spira 1, o tensiune electromotoare con-

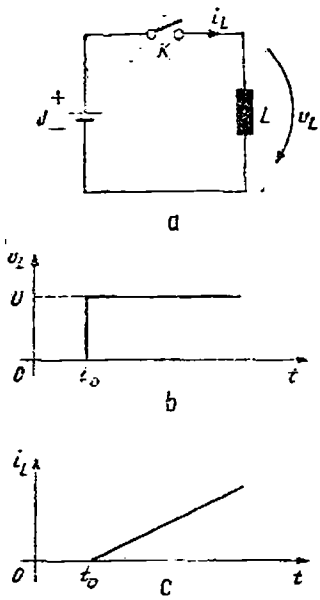


Fig. 3.3. *a* — Circuit format dintr-o bobină de inductanță L, o sursă de tensiune constantă U și comutatorul K; *b* — forma tensiunii pe bobină, la închiderea comutatorului K, la $t = t_0$; *c* — forma curentului prin bobina L.

stantă ca valoare, care va genera un curent liniar crescător dar de sens opus curentului i_1. Fluxul creat de i_2 va avea sens opus fluxului Φ_1, opunîndu-se creşterii acestuia. După ce i_1 a atins o valoare maximă, începe să scadă, tot liniar (timpul t_1). Fluxul Φ_1 schimbîndu-şi sensul de variaţie, va induce în spira *2* o tensiune electromotoare care va dicta scăderea liniară a curentului indus i_2. Fluxul creat de i_2 se opune scăderii fluxului iniţial Φ_1.

Acest fenomen se numeşte *inducţie mutuală*. Faptul că în spira *2* a apărut un curent indus, demonstrează că prin cîmpul magnetic se poate transporta energie.

În curent alternativ se constată că aplicînd unei bobine o tensiune alternativă de amplitudine constantă, cu frecvenţa variabilă, curentul prin bobină scade ca amplitudine cu creşterea frecvenţei. Relaţia de calcul este următoarea:

$$I_L = \frac{U_L}{\omega_L} = \frac{U_L}{2\pi f L}$$

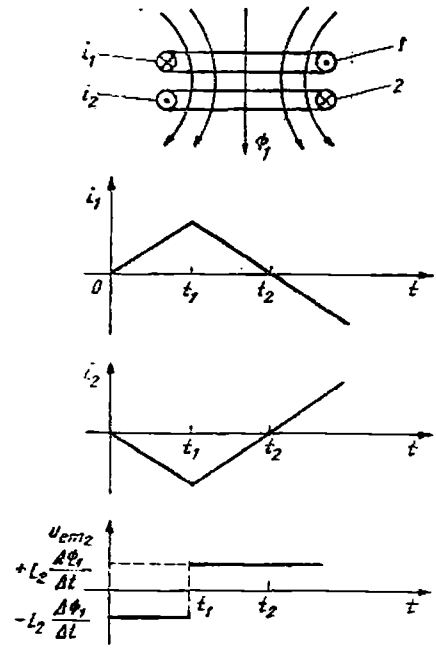


Fig. 3.4. Forma şi sensul curentului indus i_2 şi a tensiunii electromotoare în spira *2* aflată în cîmpul magnetic creat de spira *1*, parcursă de curentul i_1.

U_L este amplitudinea tensiunii alternative aplicată bobinei.

$$U_L = U_L \sin \omega t = U_L \sin 2\pi f t$$

I_L este amplitudinea curentului alternativ ce străbate bobina.

$$i_L = -I_L \cos \omega t = -I_L \cos 2\pi f t$$

În fig. 3.5. sînt figurate variaţiile în timp ale tensiunii la bornele unei bobine ideale, şi ale curentului prin bobină. Curentul prin bobină nu este în fază cu tensiunea la borne, ci defazat cu 90° (un sfert de perioadă) în urma tensiunii. Acest defazaj în urmă al curentului, se datoreşte tot fenomenului de autoinducţie din bobină.

Mărimea ωL, apare în formulă ca o „rezistenţă" şi se numeşte reactanţa bobinei (X_L).

$$X_L = \omega L = 2\pi f L$$

Se constată că reactanţa bobinei creşte liniar cu frecvenţa. Unitatea de măsură a reactanţei este „ohm"-ul [Ω] ca şi la rezistenţe.

Această comportare a bobinelor în alternativ stă la baza utilizării bobinelor în filtre, ca de exemplu „şocurile" din circuitele de alimentare.

Am arătat mai sus că în expresia inductanţei L a unei bobine intervin direct proprietăţile materialului aflat în interiorul bobinei (miezul). Utilizînd miezuri feromagnetice cu permeabilităţi relative foarte mari (valori de ordinul miilor şi chiar sute de mii) se pot obţine bobine cu inductanţe foarte mari.

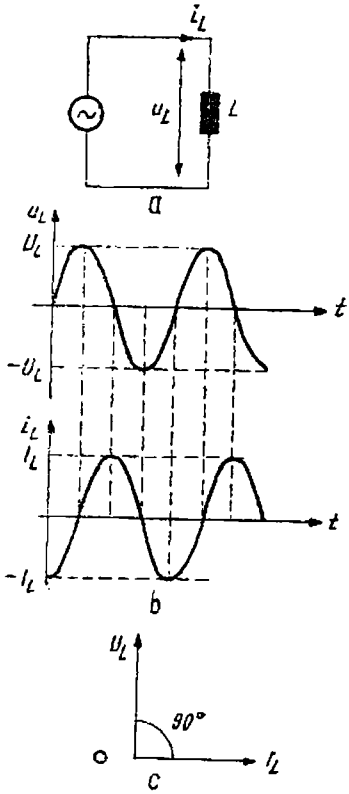


Fig. 3.5. *a* — Circuit pentru stabilirea comportării bobinei de inductanță L, în curent alternativ; *b* — Forma tensiunii la bornele bobinei (u_L) și a curentului prin bobină (i_L); *c* — Reprezentarea vectorială a tensiunii la bornele bobinei (u_L) și a curentului prin bobină (i_L).

Ca miezuri feromagnetice se pot utiliza fierul moale, fierul cu adaos de siliciu (fier silicios), aliaje de tip permalloy, sau ferite. Miezurile feromagnetice, care au la bază fierul sau aliaje cu fier, au dezavantajul apariției unor pierderi mari în miez, la frecvențe ridicate, datorită curenților turbionari induși în material. Din acest motiv la frecvențe ridicate, de ordinul 10^6 Hz, sau în impulsuri, se utilizează miezuri feromagnetice realizate din ferite. Dar și în ferite cresc pierderile peste anumite frecvențe de lucru.

Din acest motiv, pentru frecvențe foarte înalte, sute de MHz, se utilizează ca miezuri materialele diamagnetice (cuprul sau alama). La aceste frecvențe miezurile nu au decît rol de reglaj, adică de modificare a inductanței bobinei. Materialele diamagnetice au permeabilitatea magnetică relativă mai mică decît 1 (la introducerea miezului în bobină, inductanța scade).

3.1.2. Transformatoare

Fenomenul descris, corespunzător fig. 3.4. stă la baza funcționării transformatoarelor.

Transformatoarele sînt alcătuite dintr-o înfășurare primară și o înfășurare secundară, așezate ambele pe un miez feromagnetic, care va crea un circuit magnetic închis.

În fig. 3.6. este prezentată construcția principială a unui transformator și reprezentarea transformatorului în schemele electrice. N_p este numărul de spire din primarul transformatorului și N_s numărul de spire din secundar.

Relațiile fundamentale pentru funcționarea unui transformator, rezultă din principiul de funcționare al acestuia, și anume de transferare a energiei electrice din primar în secundar, prin intermediul cîmpului magnetic.

Considerînd transformatorul ideal, adică lipsit de pierderi în miez și fără cîmp de dispersie (cîmp de scăpări) energia furnizată primarului trebuie să fie regăsită integral în secundar, pentru a fi transmisă în sarcină.

În fig. 3.7. este prezentat un transformator avînd în secundar o sarcină pur rezistivă. Puterea din primar se regăsește integral în secundar.

$$U_p \cdot I_p = U_s \cdot I_s$$

sau:

$$\frac{1}{\frac{U_s}{U_p}} = \frac{I_s}{I_p}$$

Relația de mai sus arată că raportul dintre curentul în secundar și curentul din primar este invers proporțional cu raportul dintre tensiunea din secundar și tensiunea din primar. Tensiunea din secundar raportată la tensiunea din primar se numește raport de transformare (n) și este egal cu raportul numărului de spire ale înfășurărilor din secundar și primar.

$$n = \frac{N_s}{N_p}$$

Deci:

$$\frac{U_s}{U_p} = n = \frac{N_s}{N_p}$$

iar

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{1}{n} = \frac{1}{\frac{N_s}{N_p}}; \qquad \frac{I_s}{I_p} = \frac{N_p}{N_s};$$

Rezistența de sarcină a circuitului secundar se reflectă în circuitul primar sub forma unei rezistențe echivalente (R_{ep})

$$R_{ep} = \frac{U_p}{I_p} = \frac{\frac{U_s}{n}}{nI_s} \qquad R_{ep} = \frac{R_s}{n^2}$$

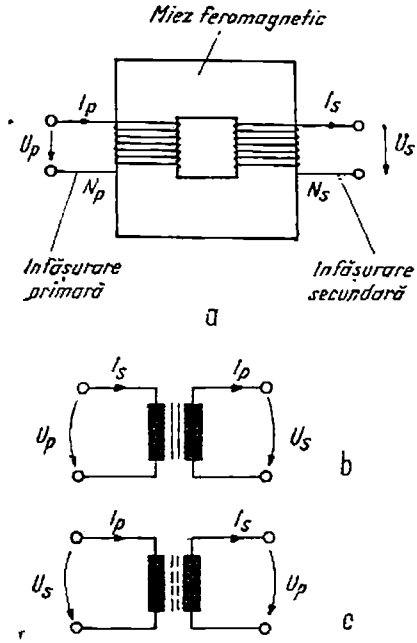


Fig. 3.6. a — Construcția principială a unui transformator; b — Reprezentarea într-o schemă electrică de principiu a unui transformator, cu miez feromagnetic din fier; c — Reprezentarea într-o schemă electrică de principiu a unui transformator, cu miez feromagnetic din ferită.

În situația în care $n > 1$, transformatorul este ridicător de tensiune, iar rezistența reflectată în primar este mai mică decît rezistența de sarcină, cu pătratul raportului de transformare.

În situația în care raportul de transformare este subunitar, rezistența reflectată în primar este mai mare decît rezistența de sarcină.

Din cele prezentate rezultă și destinațiile transformatoarelor:

— modificarea amplitudinilor tensiunilor
— separator față de tensiunea de la rețea
— inversarea fazei semnalelor
— adaptarea impedanțelor
— cuplaj între două etaje amplificatoare

Puterile transmise prin transformator din primar în secundar sînt limitate de pierderile ce apar în miezul transformatorului. Aceste pierderi, sînt generate de curenții turbionari ce apar în miez și duc la creșterea temperaturii miezului. Pentru limitarea pierderilor, miezurile transformatoarelor se execută din tole subțiri, luîndu-se și măsuri de creștere a rezistenței electrice a materialului utilizat. În ultimul timp în locul tolelor de transformator se utilizează miezuri roluite, din benzi subțiri (pentru transformatoarele de rețea). Pentru transformatoarele utilizate la frecvențe mai mari, se folosesc miezuri de ferită.

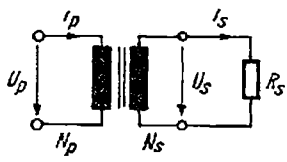


Fig. 3.7. Schema de principiu a unui transformator cu sarcină pur rezistivă (R_s).

De asemenea din construcție se pot lua măsuri suplimentare de disipare a temperaturii degajate în miez.

Practic, înfășurările primarului și secundarului prezintă niște capacități parazite între spire și între straturile înfășurărilor. Din acest motiv, utilizarea transformatoarelor la frecvențe înalte și în special în impulsuri, pune probleme deosebite. Pentru realizarea practică a transformatoarelor de impulsuri se iau măsuri deosebite, avînd ca scop reducerea la maxim a capacităților parazite și a inductanței de scăpări, ca de exemplu:

— bobinaje fagure

— împărțirea înfășurărilor în secțiuni și intercalarea celor din primar cu cele din secundar

— bobinare pe galeți

— utilizarea de conductoare cu diametre cît mai mici.

— materialul, pentru izolația dintre înfășurări, trebuie să aibă o constantă mică dielectrică (pentru asigurarea unor capacități parazite minime).

— utilizarea unor miezuri cu secțiuni circulare, pentru a obține spire cu lungime minimă, la aceeași suprafață a secțiunii

— utilizarea feritelor, cu pierderi foarte mici.

3.2. Condensatorul variabil, condensatorul ajustabil

Condensatorul variabil este un subansamblu destinat în exclusivitate efectuării acordului în radioreceptoarele superheterodină.

Într-o perioadă s-au utilizat și în receptoarele TV condensatoare variabile cu aer, dar nu s-au impus.

În fig. 3.8. este prezentată numai partea de înaltă frecvență a unui radioreceptor tip superheterodină. Circuitul acordat din etajul de radiofrecvență (RF) își modifică frecvența de acord, prin modificarea capacității de acord. Simultan cu aceasta se modifică și frecvența de acord a oscilatorului local, care se află situată deasupra frecvenței postului recepționat la o distanță, în frecvență, egală cu frecvența intermediară (450—470 kHz). Prin modificarea simultană, a capacității de acord din circuitul de RF, și din oscilatorul local, se acoperă întregul domeniu de recepție.

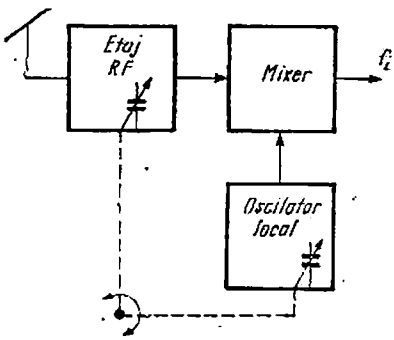


Fig. 3.8. Modul de utilizare a condensatorului variabil în etajele de radiofrecvență a unui receptor superheterodină.

Constructiv, condensatorul variabil trebuie să conțină două capacități variabile, o secțiune fiind utilizată pentru circuitul de intrare și cealaltă secțiune pentru oscilatorul local. În cazul în care condensatorul variabil este utilizat și pentru recepția emisiunilor MA (UL, UM, US) și pentru recepția emisiunilor MF (UUS) acesta va avea patru capacități variabile (două pentru emisiuni MA și două pentru emisiuni MF).

Principiul funcționării condensatorului variabil se bazează pe formula condensatorului plan paralel, cu dielectric aer

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot S}{d}$$

Prin modificarea dimensiunii suprafețelor suprapuse (S) ale celor două armături, se modifică și capacitatea condensatorului. În fig. 3.9 *a* sînt prezentate, în vedere laterală, două plăci dintr-un condensator variabil cu aer. Distanța dintre cele două plăci trebuie să fie foarte mică, pentru a se obține într-un volum mic capacități mari (0,1—0,3 mm). Forma armăturilor este special aleasă, pentru a se putea obține o variație liniară a frecvențelor de acord, cu rotirea axului condensatorului. Armătura mobilă poate efectua o rotație de 180°.

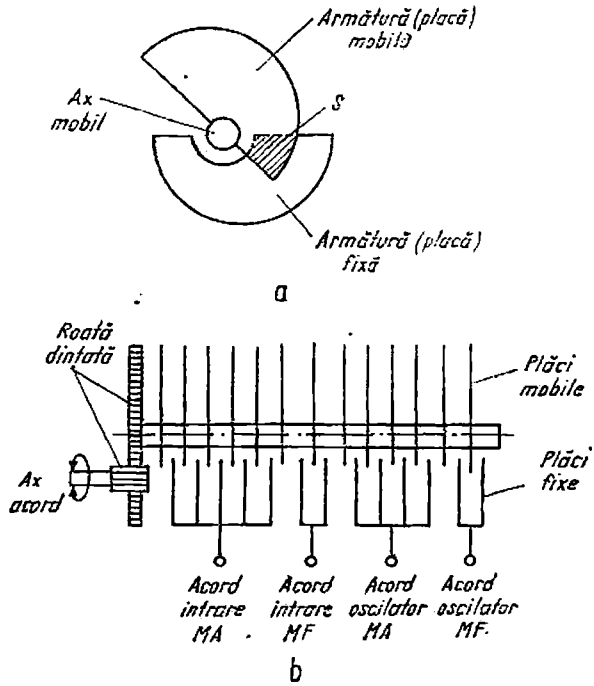


Fig. 3.9. Construcția unui condensator variabil cu aer, utilizat la radioreceptoare: *a* — Principiul de obținere a capacității variabile; *b* — Realizarea practică a unui condensator variabil, avînd 4 secțiuni.

Pentru mărirea capacității de acord se montează în paralel mai multe armături fixe și mobile, intercalate (fig. 3.9.*b*). Axul, pe care sînt montate armăturile mobile, are la un capăt o roată dințată cu diametru mare. Mișcarea de rotație se transmite printr-o roată dințată cu diametru mic, care realizează o demultiplicare a mișcării de rotație cu 3 : 1 sau 5,66 : 1.

Această demultiplicare este și mai mult mărită de sistemul de transmitere a mișcării de la butonul de acord, la axul de acord al condensatorului variabil.

Secțiunea de condensator pentru recepția emisiunilor MA are o variație de la 60 pF la 385 pF, aceeași pentru circuitul de intrare și pentru oscilator sau de la 60 pF la 385 pF pentru oscilator și de la 60 pF la 450 pF pentru circuitul de intrare.

Secțiunea utilizată pentru recepția emisiunilor MF are o variație mult mai mică și anume între 25 pF și 43 pF.

Pentru radioreceptoarele portabile miniatură se utilizează condensatoare variabile cu dielectric solid. Construcția este asemănătoare cu cea a condensatorului variabil cu aer. Poate fi utilizat numai pentru emisiuni MA sau și pentru emisiuni MA și pentru emisiuni MF. În fig. 3.10 este prezentat un condensator variabil cu dielectric solid.

Toleranțele valorilor componentelor, implicate în operațiile de reglaj, din circuitele de radiofrecvență, impun efectuarea unor ajustări, pentru asi-

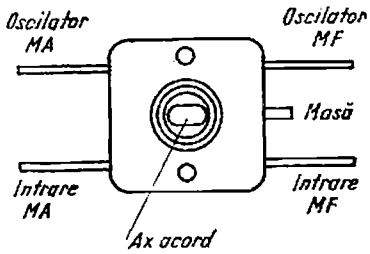


Fig. 3.10. Condensator variabil miniatură, cu dielectric solid, utilizat la echiparea RR portabile miniatură.

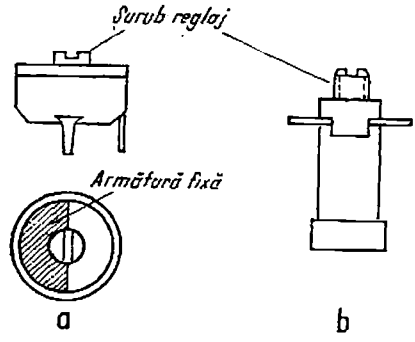


Fig. 3.11. Variante de realizare a condensatoarelor ajustabile cu dielectric ceramic: *a* — Condensator ceramic ajustabil disc; *b* — Condensator ceramic ajustabil tubular.

gurarea reproductibilității parametrilor etajelor respective. Dispersia valorilor minime ale condensatoarelor variabile este compensată prin utilizarea unui condensator ajustabil.

Prin construcție condensatoarele ajustabile pot fi (fig. 3.11):

— condensatoare ceramice ajustabile disc

— condensatoare ceramice ajustabile tubulare

Condensatorul ceramic disc este alcătuit din două armături, una fixă (argintare pe fața superioară a dielectricului condensatorului) și o armătură mobilă, ambele avînd forma unui sector de cerc de 180°. Domeniul de variație a capacității acestor tipuri de condensatoare, poate fi între 3—10 pF și 20—100 pF. Dielectricul condensatorului este un material ceramic. Pe corpul condensatorului se pune un punct de vopsea care indică valoarea coeficientului de temperatură:

— portocaliu: $+100 \div -200.10^{-6}/°C$

— violet: $-200 \div -900.10^{-6}/°C$

— albastru: $-800 \div -1800.10^{-6}/°C$

Pentru valori mici de capacități, se utilizează condensatoarele ceramice tubulare, care au domeniul de variație a capacității între 0,5 — 3 pF, pînă la 3 — 15 pF. Aceste condensatoare ajustabile se pot utiliza pînă la frecvențe de 250 MHz.

3.3. Microfonul

Microfonul este un traductor electroacustic, ce realizează transformarea undelor sonore — captate, în curenți sau tensiuni electrice. Microfonul este deci o sursă de semnal, utilizată în lanțul de transmitere a programelor sonore.

Tipurile de microfoane cele mai utilizate sînt:
— microfonul cu bobină mobilă
— microfonul condensator
— microfonul cu electret

Practic tipurile de microfoane sînt mult mai diversificate, însă principiile fizice care stau la baza funcționării lor sînt aceleași și anume:

a) Într-un conductor electric ce se deplasează tăind liniile unui cîmp magnetic exterior, orientat perpendicular pe conductor și pe direcția de deplasare, se induce un curent direct proporțional cu viteza de deplasare a conductorului și cu intensitatea cîmpului magnetic (fig. 3.12).

b) Sarcina electrică, înmagazinată într-un condensator plan — paralel, polarizat cu o tensiune continuă, se modifică invers proporțional cu modificarea distanței dintre plăcile condensatorului.

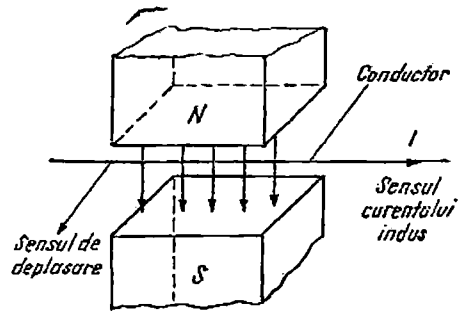


Fig. 3.12. Deplasarea unui fir conductor, perpendicular pe direcția unui cîmp magnetic exterior, are ca efect deplasarea sarcinilor electrice, libere, din conductor și apariția unui curent indus.

Capacitatea unui condensator plan-paralel este dată de relația:

$$C = \frac{\varepsilon \cdot S}{d}$$

unde S este suprafața unei plăci plane a condensatorului,

d — distanța dintre plăci, iar ε — permeabilitatea dielectricului.

Sarcina electrică cu care se încarcă un condensator, polarizat de o tensiune U, este:

$$q = C \cdot U$$

sau

$$q = \frac{\varepsilon \cdot S}{d} U$$

Prin modificarea distanței „d" dintre plăcile condensatorului, sarcina q din condensator se modifică, generînd un curent prin circuitul exterior de polarizare (fig. 3.13).

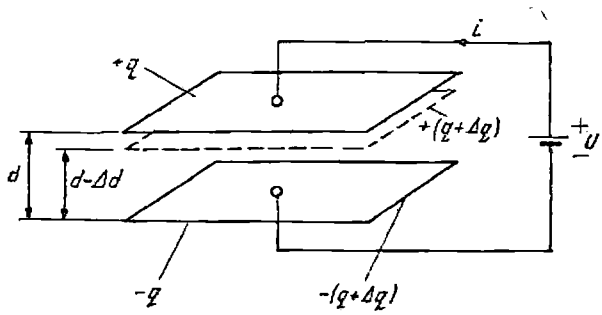


Fig. 3.13. Modificarea distanței dintre plăcile unui condensator plan-paralel, polarizat de o sursă de tensiune U, duce la modificarea sarcinilor electrice înmagazinate în plăcile condensatorului și deci la apariția unui curent, i, prin circuitul exterior.

3.3.1. Microfonul cu bobină mobilă

Microfonul cu bobină mobilă funcţionează pe baza principiului prezentat în fig. 3.12, construcţia lui fiind dată schematic în fig. 3.14. Membrana microfonului este în contact direct cu aerul, avînd rigid prinsă de ea o bobină cilindrică. Bobina se află situată în cîmpul magnetic creat de un magnet permanent. Ansamblul membrană-bobină este fixat pe un centraj elastic, care permite deplasarea liberă a bobinei în cîmpul magnetic. Vibraţiile acustice, care apar în aer, acţionează asupra membranei, care va deplasa bobina mobilă în ritmul acestor vibraţii. La capetele bobinei, apare o tensiune electromotoare, iar în cazul în care circuitul exterior se închide pe o rezistenţă, apare un curent prin circuit, care reproduce prin amplitudine şi frecvenţă, amplitudinea şi frecvenţa deplasării mecanice a bobinei mobile.

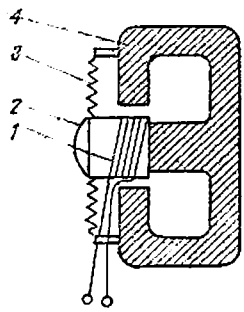


Fig. 3.14. Construcţia principială a unui microfon cu bobină mobilă: *1* — bobină mobilă; *2* — membrana microfonului; *3* — centraj elastic; *4* — magnet permanent.

La frecvenţe ridicate, la care lungimea de undă a semnalului acustic, devine comparabilă cu diametrul membranei, apar distorsiuni de redare. Astfel de exemplu, dacă sursa sonoră este aşezată lateral faţă de axul de simetrie al microfonului, la o anumită frecvenţă (la care diametrul membranei este aproximativ egal cu jumătatea lungimii de undă a semnalului incident) presiunea acustică pe o margine a membranei, este în antifază cu presiunea acustică ce apare pe partea opusă. În aceste condiţii membrana nu se va deplasa şi nu mai apare semnal electric la ieşire. Altfel exprimat, sensibilitatea microfonului scade la frecvenţe înalte, pentru surse de semnal aşezate lateral.

Pentru îmbunătăţirea comportării microfonului la frecvenţe înalte, dimensiunile membranei trebuie să fie cît mai mici.

Impedanţa de ieşire a microfonului cu bobină mobilă (dinamic), are valori între 22 ohmi şi 300 ohmi. Nivelul tensiunii de ieşire este mic. Din acest motiv, semnalul nu se poate transmite pe lungimi mari de cablu, fiind necesară intercalarea unui etaj preamplificator sau a unui transformator de adaptare.

Microfoanele uzuale au o bandă de frecvenţă între 80 Hz şi 12 000 Hz, cu o abatere de max. $\pm$ 6dB, în timp de microfoanele III · FI au banda de frecvenţă de la 60 Hz la 16 000 Hz, cu o abatere de $\pm$4 dB.

3.3.2. Microfonul condensator

Acest tip de microfon, funcţionează pe baza principiului prezentat în fig. 3.13, fiind un microfon de tip electrostatic.

Principiul constructiv al acestui tip de microfon este prezentat în fig. 3.15. El este alcătuit dintr-o armătură fixă şi o armătură mobilă constituind un condensator. Armătura fixă are practicate nişte orificii, pentru a se mări volumul pernei de aer şi forţa de readucere a membranei.

Sub influenţa presiunii acustice, create de o sursă sonoră, membrana microfonului începe să vibreze, modificîndu-se capacitatea condensatorului.

Se modifică în același ritm și sarcina de pe armăturile condensatorului, iar curentul creat, va da pe rezistența de sarcină R_s, o cădere de tensiune, care urmărește fidel variațiile presiunii acustice.

Pentru a reda bine frecvențele înalte, masa membranei trebuie să fie foarte mică, în același timp cu dimensiunile ei geometrice.

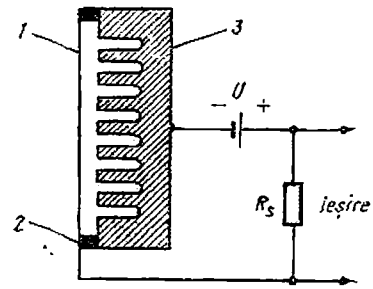


Fig. 3.15. Construcția principială a unui microfon condensator: *1* — membrană (armătura mobilă); *2* — material izolator; *3* — armătura fixă; *U* — sursă de tensiune continuă pentru prepolarizare; R_s — rezistența de sarcină.

Rezistența internă a microfonului condensator este foarte mare, iar nivelul semnalului de ieșire este foarte mic. Pentru a nu se afecta raportul semnal-zgomot al programului captat, se încorporează chiar în carcasa microfonului, un preamplificator, cu impedanță mare de intrare. Rezistența de ieșire a ansamblului este de 200 ohmi. Caracteristicile electrice ale microfonului sînt influențate de parametrii preamplificatorului. În prezent se obțin în mod curent benzi de frecvențe de la 20 Hz la 20 000 Hz, pentru o abatere de ± 1 dB și un raport semnal-zgomot de 65—70 dB. Preamplificatoarele, se pot realiza cu tranzistoare cu siliciu sau cu circuite integrate.

3.3.3. Microfonul cu electret

Acest tip de microfon, reprezintă o variantă îmbunătățită a microfonului condensator, păstrînd avantajele acestuia și avînd soluții noi de înlăturare a deficiențelor microfonului condensator.

Elementul de bază al acestui tip de microfon este folia de electret. Folia de electret este un strat subțire izolant, din masă plastică, încărcat pe cele două fețe cu sarcini electrice de semne opuse.

În principiu, folia de electret, se obține dintr-o folie de masă plastică topită, supusă unui cîmp electrostatic foarte puternic, care produce polarizarea moleculelor. Folia se răcește în prezența cîmpului exterior.

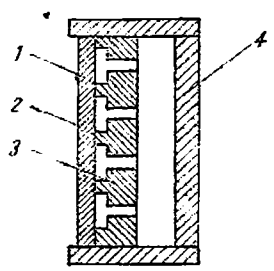


Fig. 3.16. Construcția principială a unui microfon condensator cu electret. *1* — folie de electret; *2* — metalizare; *3* — armătură fixă; *4* — carcasa microfonului.

Una din fețele foliei se metalizează și va forma armătura mobilă a condensatorului. Armătura fixă se realizează din metal, peste care se așază fața nemetalizată a foliei de electret (fig. 3.16).

Folia de electret fiind subțire, capacitatea condensatorului este mai mare decît la microfonul condensator. De asemenea și rezistența de ieșire este mai mică.

Semnalul de ieșire fiind mic, se impune utilizarea unui preamplificator de microfon, a cărui caracteristică de transfer determină în mare măsură caracteristica globală a ansamblului.

Caracteristica de frecvență, pentru un microfon uzual este de la 20 Hz la 20 000 Hz cu o abatere de ± 3dB. Impedanțele de ieșire practicate, sînt de 50 ohmi, 250 ohmi, 600 ohmi sau 1 kohm.

3.3.4. Caracteristicile acustice și electrice ale microfoanelor

Directivitatea

Diagrama de directivitate, reprezentată de obicei în coordonate polare, ne arată variația tensiunii semnalelor electrice, la bornele microfonului, în funcție de unghiul polar existent între sursa sonoră și direcția de sensibilitate maximă a microfonului. Sursa sonoră se consideră de intensitate constantă.

Pentru toate tipurile de microfoane, trebuie precizat, că forma diagramei de directivitate, depinde de construcția microfonului și construcția carcasei microfonului. În fig. 3.17 sînt prezentate trei forme ale diagramei de directivitate, funcție de care, se utilizează microfoanele în diferite scopuri.

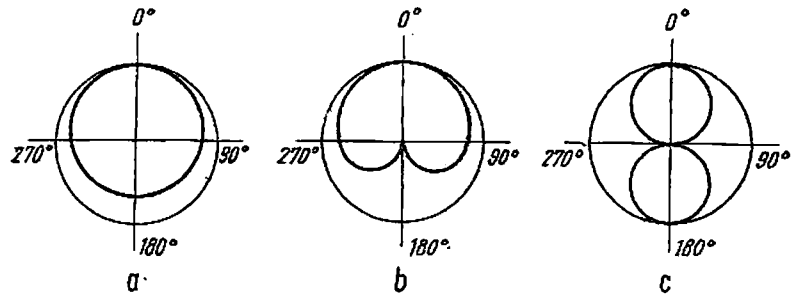


Fig. 3.17. Forme ale diagramei de directivitate, pentru microfoane, *a* — sferică; *b* — cardioidă; *c* — bisferică.

Sensibilitatea

Sensibilitatea este calitatea unui microfon de a transforma cît mai eficient energia acustică în energie electrică. Cantitativ acest parametru se exprimă prin raportul dintre tensiunea de ieșire exprimată în mV și valoarea presiunii acustice exprimată în μbar.

Caracteristica de frecvență

Caracteristica de frecvență, sau răspunsul microfonului, este reprezentarea grafică a nivelului tensiunii de ieșire, pentru o sursă sonoră aflată pe axul microfonului și care furnizează un semnal acustic cu nivel constant, de frecvență variabilă, de la 20 Hz la 20 kHz. Nivelul acustic de referință este de 30 dB (presiunea acustică = 0,0064 μbar) iar frecvența de referință este 1 kHz.

3.4. Doze de redare

Dintre traductoarele utilizate ca surse de semnal de audiofrecvență, dozele de redare ocupă un loc foarte important. Dozele de redare sînt utilizate la redarea discurilor fonografice. Discurile au programul sonor gravat sub forma unui șanț.

Principala clasificare utilizată la dozele de pick-up este cea după principiul constructiv.

a) doze piezoelectrice: cu cristal și ceramice
b) doze cu caracter inductiv: magnetice și electrodinamice
c) doze cu caracter capacitiv: condensator
d) doze electronice: fotoelectronice și semiconductoare

3.4.1. Dozele cu cristal

Aceste tipuri de doze de redare sînt dintre cele mai vechi tipuri şi sînt de calitatea cea mai slabă. Vom prezenta construcţia principială a unei doze stereo cu cristal. Elementul transductor este o lamă de cristal piezoelectric avînd o grosime de 0,2—0,3 mm. Această lamă este obţinută dintr-un cristal de sare Seignette, tăiat pe direcţia axelor electrice. Pe cele două feţe ale lamei de cristal piezoelectric se depune un lac conductor. În momentul apariţiei unei deformări elastice a lamei, pe feţele ei apar sarcini electrice pozitive sau negative funcţie de sensul deformării (fig. 3.18).

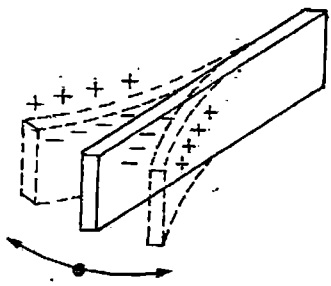


Fig. 3.18. Modul de repartizare a sarcinilor electrice pe feţele unei lamele realizate din material piezoelectric, funcţie de deformarea mecanică a lamelei.

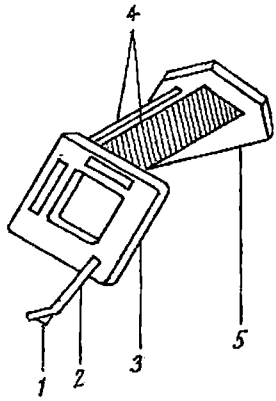


Fig. 3.19. Construcţia unei doze de redare piezoelectrice: *1* — vîrful de redare; *2* — suportul vîrfului de redare; *3* — suport mobil; *4* — lamele din material piezoelectric; *5* — suport fix.

Doza stereo conţine două lame de cristal piezoelectric, aşezate la un unghi de 90° între ele. Un capăt al lamelor este fixat rigid, într-un suport, iar celălalt capăt susţine suportul mobil al vîrfului de redare (fig. 3.19). Vîrful de redare, parcurgînd şanţul gravat pe disc, va avea o mişcare, pe care o va transmite celor două lame piezoelectrice. Pereţii şanţului gravat, fac între ei un unghi de 90°. Pe un perete este gravată informaţia canalului stînga, iar pe celălalt perete, informaţia corespunzătoare canalului dreapta.

Deci, mişcările vîrfului de redare se fac pe două direcţii perpendiculare. În aceste condiţii vibraţiile corespunzătoare unui canal se transmit numai unei lame, iar pentru celălalt canal, celeilalte lame.

Sensibilitatea dozelor piezoelectrice este dependentă de forţa de apăsare a vîrfului pe disc. Acest tip de doze lucrează cu forţe de apăsare mai mari de 5 gf. Din acest motiv şi uzura vîrfului de redare este mare şi durata de utilizare nu depăşeşte 200...500 de ore. Vîrfurile de safir utilizate nu depăşesc o durată de viaţă de 200 de ore. Dozele piezoelectrice sînt foarte sensibile la variaţiile de temperatură şi de umiditate. La o creştere a temperaturii cu 10°C (faţă de 18...22°C) tensiunea de ieşire scade cu 25%. De asemenea, lamele de cristal sînt sensibile la şocuri mecanice.

Caracteristica de frecvență este cuprinsă între 60 Hz și 12 kHz cu o abatere de $\pm$ 6 dB.

Avantajul dozelor piezoelectrice este dat de nivelul mare al semnalului de ieșire, de aproximativ 400...800 mV.

3.4.2. Dozele ceramice

Dozele ceramice funcționează tot pe principiul efectului piezoelectric. Din punct de vedere constructiv ele se aseamănă cu dozele piezoelectrice. Lamele sînt realizate dintr-un material ceramic policristalin.

Dozele ceramice sînt mai stabile cu variațiile temperaturii, putînd funcționa stabil pînă la +70°C și nu sînt sensibile la umiditatea mediului ambiant. În schimb sînt mai sensibile la șocurile mecanice. Banda de frecvență uzuală este cuprinsă între 30 Hz și 16 kHz, cu o abatere de $\pm$ 6 dB, putînd ajunge și pînă la 18 kHz.

Pentru o forță de apăsare de 5 gf, durata de viață a vîrfului de redare este de 600—800 ore (vîrf de diamant).

Dozele piezoelectrice și cele ceramice sînt sensibile la amplitudinea vibrațiilor vîrfului de redare. Deci, independent de frecvența de redare, tensiunea de la ieșire este dependentă numai de amplitudinea deformării lamelor, utilizate ca traductor mecanoelectric.

3.4.3. Dozele magnetice

Apariția dozelor magnetice a însemnat un important pas înainte, în tehnica reproducerii sunetului înregistrat pe disc. Aceste doze sînt cele mai utilizate în aparatura de înaltă fidelitate. Principiul, care stă la baza funcționării lor, este acela al inducției electromagnetice.

Toate dozele magnetice sînt prevăzute cu un magnet permanent și cu bobine cu miez de fier. Magnetul permanent și miezurile bobinelor formează un circuit magnetic, care are obligatoriu un întrefier. Fluxul magnetic, prin circuitul magnetic, este dependent de mărimea întrefierului. Făcînd să se modifice lățimea întrefierului, în ritmul mișcărilor vîrfului de redare, fluxul prin circuitul magnetic, deci și prin bobine, va varia în același mod. În aceste condiții, curentul indus în bobinele din circuit, va urmări în amplitudine și frecvență, modificările lățimii întrefierului și deci variațiile fluxului prin circuitul magnetic.

Dozele magnetice sînt sensibile la viteza de deplasare a vîrfului de redare și nu la amplitudinea de deplasare. Acest lucru înseamnă, că la amplitudini egale de deplasare ale vîrfului dozei, pentru frecvențe ridicate, viteza de deplasare a acului crește, iar amplitudinea curentului la ieșirea dozei crește. Altfel spus, doza magnetică ridică liniar frecvențele înalte. Din acest motiv, preamplificatoarele ce urmează după dozele magnetice trebuie să aibă o caracteristică de transfer inversă, adică să fie căzătoare la frecvențe înalte. Caracteristica de corecție la redare, utilizată la dozele magnetice, se numește corecție RIAA și este prezentată în cap. 6.

Dozele magnetice pot fi de mai multe tipuri:
— doze cu magnet mobil (magnetodinamice)
— doze cu reluctanţă variabilă
— doze cu miez de fier mobil (ferodinamice)

În fig. 3.20 este prezentată construcţia principială a unei doze magnetodinamice. Două piese polare sub formă de „*U*" sînt aşezate la 90° una faţă de cealaltă. Pe aceste piese polare, sînt plasate două bobine. În interiorul pieselor polare, montate pe un suport elastic (nefigurat) se află un mic magnet permanent, fixat rigid pe suportul acului de redare. Mişcările vîrfului de redare se transmit magnetului permanent, care deplasîndu-se între piesele polare, modifică fluxul magnetic prin bobine, inducînd în acestea o tensiune electromotoare.

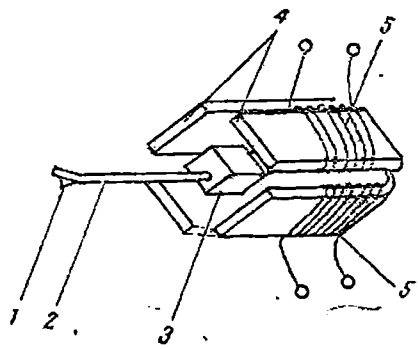


Fig. 3.20. Construcţia unei doze de redare magnetodinamice: *1* — vîrful de redare; *2* — suportul vîrfului de redare; *3* — magnet permanent; *4* — piese polare; *5* — bobine.

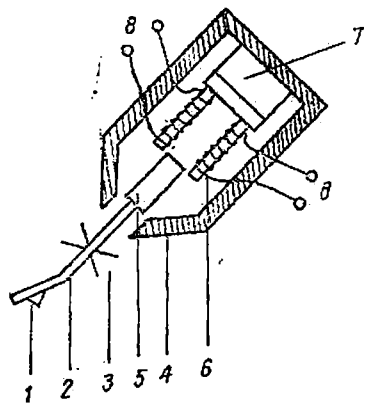


Fig. 3.21. Construcţia principială a unei doze de redare cu reluctanţă variabilă: *1* — vîrful de redare; *2* — suportul vîrfului de redare; *3* — suspensie elastică; *4* — piesă polară; *5* — piesă polară mobilă; *6* — miezul bobinei; *7* — magnet permanent; *8* — bobinaje.

În cazul dozelor cu două bobine, tensiunea de ieşire este de 2—5 mV. Utilizînd patru bobine, tensiunea de ieşire este de 5—10 mV. Valoarea impedanţei de ieşire este cuprinsă între 10 şi 50 kohmi.

Dozele ferodinamice au în principiu aceeaşi construcţie, numai că magnetul permanent este fix. Solidar cu vîrful de redare, se află o piesă din fier moale, care prin mişcările ei modifică întrefierul din circuitul magnetic al dozei.

Dozele cu reluctanţă variabilă au altă construcţie. În fig. 3.21 este prezentată schematic o doză cu reluctanţă variabilă, partea aferentă numai unui canal. Magnetul permanent creează un cîmp magnetic prin carcasă, piesa de fier moale (fixată rigid pe suportul vîrfului de redare) şi cele două piese polare, pe care sînt bobinate două înfăşurări. În poziţia de repaus fluxurile prin cele două piese polare sînt egale. Cînd acul se mişcă, piesa din fier moale îşi schimbă poziţia, faţă de piesele polare din cele 2 bobine. Fluxul printr-o bobină va creşte, iar prin cealaltă va scade. Fluxul total va rămîne constant. Legînd cele 2 bobine în paralel, curenţii induşi se vor aduna.

Tensiunea de audiofrecvenţă, care apare la bornele perechilor de bobine, urmăreşte oscilaţiile gravate în şanţul discului.

Dozele magnetice au o caracteristică de frecvenţă foarte bună, redînd spectrul de frecvenţe de la 30 Hz la 20 kHz, cu o abatere de ±2dB. Multe doze moderne au caracteristici electrice şi mai bune.

3.4.4. Dozele electrodinamice

În fig. 3.22, este prezentată construcţia principială a unei doze electrodinamice. Principiul ei de funcţionare se poate descrie direct pe schiţa constructivă. Un magnet permanent, produce un cîmp magnetic prin intermediul unor piese polare, în spaţiul în care sînt plasate două bobine aşezate la 90° (fig. 3.22 *b*).

Bobinele, prin suportul bobinelor, sînt fixate rigid de suportul vîrfului de redare. Vibraţiile vîrfului de redare se transmit bobinelor aflate într-un cîmp magnetic constant. Prin mişcarea bobinelor în cîmpul magnetic, apar tensiuni electromotoare induse, la bornele bobinelor, care reproduc amplitudinea şi frecvenţa semnalelor gravate pe disc.

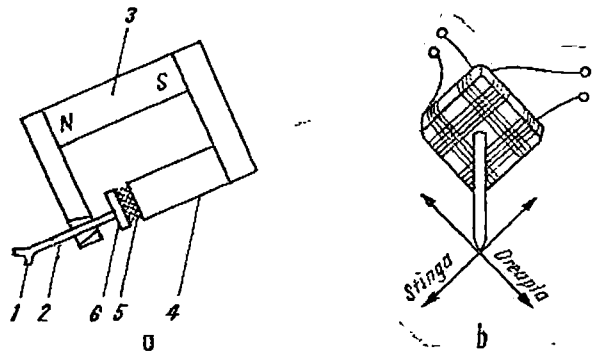


Fig. 3.22. *a* — Construcţia principială a unei doze de redare electrodinamice: *1* — vîrful de redare; *2* — suportul vîrfului de redare; *3* — magnet permanent; *4* — piesă polară; *5* — suport elastic; *6* — suportul bobinelor mobile. *b* — Dispunerea bobinelor mobile.

Dozele electrodinamice sînt întîlnite numai în studiourile profesionale.

Tensiunea de audiofrecvenţă are o valoare foarte mică, datorită numărului redus de spire ale bobinelor. De aceea, pentru a se păstra un raport semnal — zgomot bun, doza se conectează printr-un transformator de adaptare, la un amplificator. Cu dozele electrodinamice, se pot obţine caracteristici de frecvenţă cuprinse între 10 Hz şi 50 kHz.

Referitor la utilizarea dozelor de pick-up, se ridică două probleme: durata de viaţă şi modul de înlocuire.

Durata de utilizare a dozelor depinde de timpul de uzură a vîrfului de redare. La dozele piezoelectrice, se utilizează vîrfuri din safir, care nu au o durată de utilizare mai mare de 200 de ore. La dozele ceramice se utilizează şi vîrfuri de diamant. Vîrfurile de diamant fiind mult mai dure, au şi o viaţă mai lungă. La o forţă de apăsare de 6 gf se pot folosi 600 de ore, iar la o apăsare de 5 gf durata de utilizare creşte la 800 de ore.

Dozele magnetice şi dinamice utilizează numai vîrfuri de diamant. Aceste vîrfuri, sferice sau eliptice au curburi mult mai mici şi sînt utilizate cu forţe de apăsare mici, între 0,5 — 2,5 gf.

La o apăsare de 2 gf durata de utilizare este de 1200 ore, iar la 1 gf crește la 1400 ore; la 0,5 gf ajunge la 1500 ore.

Pentru extinderea caracteristicilor de frecvență, la redare, s-au depus eforturi de optimizare a formei vîrfului de redare. S-a trecut, de la forma sferică a vîrfului, la forma biradială (eliptică) și în ultimul timp la forma multiradială (ac Shibata).

În fig. 3.23 este prezentat grafic avantajul pe care-l prezintă vîrfurile eliptice, comparativ cu vîrfurile sferice și anume redarea mai corectă a frecvențelor înalte. Vîrfurile biradiale, sau multiradiale, pot urmări foarte ușor toate

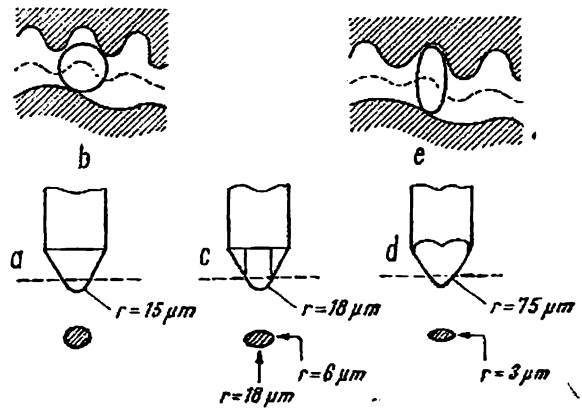


Fig. 3.23. Formele vîrfurilor de redare și așezarea lor în șanțul gravat pe disc: *a* — vîrful sferic; *b* — vîrful sferic nu poate urmări corect frecvențele înalte, înregistrate pe disc; *c* — vîrful eliptic biradial, *d* — vîrful eliptic multiradial (vîrf Shibata); *e* — avantajul vîrfului de formă eliptică la redarea frecvențelor înalte înregistrate pe disc.

sinuozitățile șanțurilor gravate pe disc. În plus vîrful eliptic prezintă față de vîrful sferic avantajul reducerii armonicilor de ordinul doi la 40%, iar a armonicilor de ordinul trei de 6 ori.

În privința modalităților de înlocuire, trebuie arătat că numai dozele magnetice și cele dinamice au un sistem de prindere standardizat internațional, care permite înlocuirea lor rapidă. Dozele piezoelectrice și cele ceramice au sisteme de prindere specifice producătorului.

3.5. Capete de magnetofon și de casetofon

Capetele magnetice utilizate în magnetofoane și casetofoane sînt surse de semnal reversibile. Ele pot înregistra pe bandă magnetică, fluxul magnetic produs de curentul de audiofrecvență și pot transforma variațiile de flux magnetic de pe bandă, în semnale de audiofrecvență.

După destinație, capetele de magnetofon pot fi:

— capete de ștergere
— capete de înregistrare
— capete de redare
— capete combinate, de înregistrare și de redare.

3.5.1. Capete de ştergere

Capetele de ştergere au rolul de a înlătura informaţia anterior înregistrată pe banda magnetică, pentru a pregăti banda pentru o nouă înregistrare. Dintre sistemele practicate de ştergere, cu curent continuu şi cu curent alternativ, în prezent este în exclusivitate utilizat sistemul cu curenţi de înaltă frecvenţă (ultraacustică).

Capul de ştergere este activ, fiind parcurs de un curent de frecvenţă ultraacustică, numai pe durata înregistrării.

Forma miezului magnetic al capetelor de ştergere poate fi inelară, triunghiulară sau dreptunghiulară (fig. 3.24). Materialul, din care este realizat, poate fi tolă cu 4% siliciu, permalloy, mumetal, ferită sau recovac (cristale de ferită cu fibră de sticlă, pentru capetele tip Gx). Bobinajul se realizează pe acest miez magnetic, care este prevăzut cu un întrefier. Lăţimea întrefierului este mare, iar la unele capete se practică chiar două fante de întrefier. Lăţimea întrefierului depinde, prin construcţie, de viteza de deplasare a benzii ca de exemplu 15 — 30 μm pentru viteze mici şi de 0,1 — 0,3 mm la magnetofoanele cu viteza mare de antrenare a benzii. Inductanţele capetelor de ştergere au valori cuprinse între 0,1 şi 0,5 mH. Din cauza pierderilor, în miezurile magnetice, la frecvenţele înalte, capul de ştergere se poate încălzi, ajungînd pînă la +60°C. În întrefier se introduce o lamelă de cupru sau bronz. Întregul cap de ştergere se ecranează într-o incintă de cupru sau aluminiu, pentru a împiedica radiaţia cîmpului de înaltă frecvenţă. Amplitudinea curentului de înaltă frecvenţă este cuprinsă între 100 şi 200 mA.

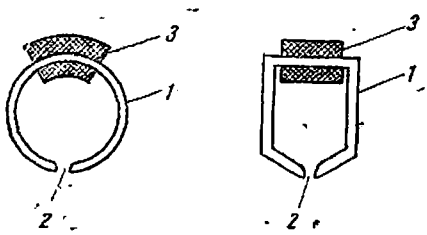


Fig. 3.24. Capete de ştergere cu miezuri de formă circulară şi dreptunghiulară: *1* — miez magnetic; *2*—întrefier; *3* — bobina capului de ştergere.

În fig. 3.25, este prezentat modul de acţiune a cîmpului de ştergere, asupra particulelor magnetice din alcătuirea unei benzi magnetice. O particulă, magnetică, apropiindu-se de fanta capului de ştergere este supusă unui cîmp magnetic alternativ generat de curentul din capul de ştergere. Cîmpul magnetic în bandă, trebuie să aducă particulele pe curba limită de histerezis,

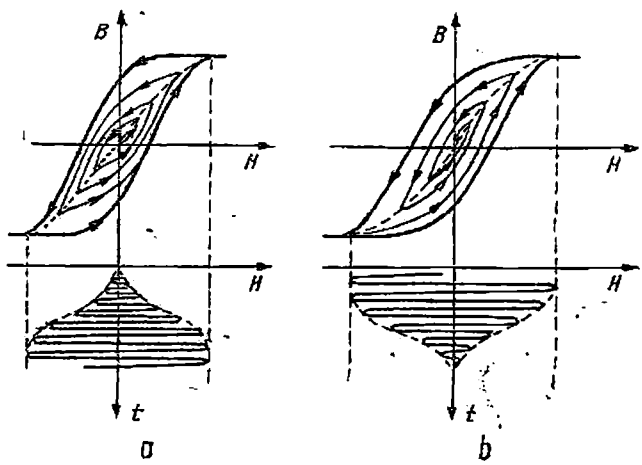


Fig. 3.25. Ciclurile de histerezis parcurse de particulele magnetice, ale unei benzi magnetice, în timpul procesului de ştergere: *a* — la apropierea de întrefierul capului de ştergere; *b* — la depărtarea de întrefierul capului de ştergere.

după care, particulele magnetice depărtîndu-se de fantă, revin de pe curba limită de histerezis, după curbele prezentate în fig. 3.25 *b*, inducția remanentă în bandă fiind zero. Pentru o ștergere corectă, particulele magnetice din bandă trebuie să fie supuse la cel puțin 10—15 cicluri de înaltă frecvență și să atingă obligatoriu curba limită de histerezis.

Frecvența curentului de ștergere are valori cuprinse între 60 kHz și 120 kHz, putînd ajunge pînă la 200 kHz la aparatura de înaltă fidelitate. La magnetofoanele monofonice, capul de ștergere are o singură fantă, iar la cele stereofonice 2 fante.

Poziționarea capului de ștergere, în magnetofon, se face de producător și nu are elemente de reglaj de azimut sau de înălțime.

3.5.2. Capete de înregistrare

Capetele de înregistrare au rolul de a realiza magnetizarea benzii, cu semnalul util de audiofrecvență, aplicat bobinajului capului.

Miezul magnetic al capului este realizat de formă triunghiulară, dreptunghiulară sau inelară fiind întrerupt de un întrefier cu dimensiuni foarte mici. Întrefierul este umplut cu un material nemagnetic (bronz, cupru sau răși-

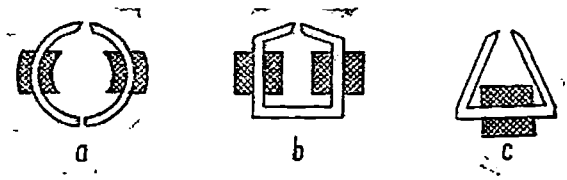


Fig. 3.26. Formele miezurilor magnetice ale capetelor de înregistrare: *a* — formă inelară cu două întrefieruri; *b* — formă dreptunghiulară; *c* — formă triunghiulară.

ni). În dreptul întrefierului liniile de forță ale cîmpului magnetic au forma din fig. 3.27. Pentru o eficiență cît mai mare a unui cap de înregistrare, cîmpul creat în bandă trebuie să fie cît mai intens, deci întrefierul trebuie să fie îngust, iar miezul magnetic trebuie să aibă o formă specifică, pentru concentrarea

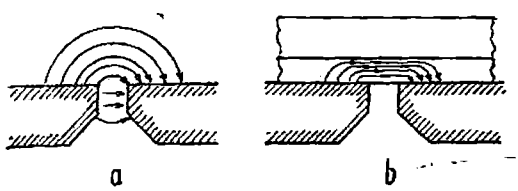


Fig. 3.27. Forma liniilor cîmpului magnetic în întrefierul unui cap magnetic: *a* — în lipsa benzii magnetice; *b* — în prezența benzii magnetice liniile de cîmp magnetic sînt concentrate în grosimea materialului magnetic depus pe bandă.

liniilor de cîmp magnetic spre exteriorul întrefierului. Prin uzura capului de înregistrare, lățimea întrefierului crește, se mărește reluctanța circuitului magnetic și scade valoarea intensității cîmpului magnetic și deci a fluxului. Ca efect apare o scădere a nivelului de înregistrare la frecvențe înalte.

În timpul înregistrării, se face o premagnetizare a capului de înregistrare. Premagnetizarea poate fi făcută sau în curent continuu sau în curent alternativ, de frecvență ultrasonoră. În prezent se practică exclusiv premagnetizarea cu curenți de înaltă frecvență între 60 kHz și 120 kHz, putîndu-se ajunge pînă la 200 kHz. Sursa pentru curentul de premagnetizare este oscilatorul de ștergere din magnetofon.

Inductanțele capetelor de înregistrare variază între 5 și 50 mH, și împreună cu capacitatea parazită dau o rezonanță care trebuie să fie plasată deasupra frecvențelor maxime din domeniul audio.

Pentru obținerea unei inducții magnetice, în bandă de 320 pWb/mm², curentul de audiofrecvență din capul de înregistrare trebuie să aibă valori de 4—5 mA, iar curentul de premagnetizare valori de 10—15 mA. Pentru o inducție, în bandă, de 250 pWb/mm², curentul de audiofrecvență are valori de 2—3 mA, iar curentul de premagnetizare de 5—10 mA.

Pentru a explica pe scurt, modul în care se înregistrează pe banda magnetică semnalul de audiofrecvență, vom prezenta cîteva elemente teoretice legate de magnetizarea materialelor feromagnetice.

În fig. 3.28 este prezentată variația inducției (B), în bandă, sub influența cîmpului magnetic *(H)*, existent în fanta capului de înregistrare. Această curbă se numește caracteristică de magnetizare inițială. Dacă se aplică direct capului de înregistrare un curent de audiofrecvență I, inducția în bandă va avea forma prezentată în fig. 3.28 *(B(t))*.

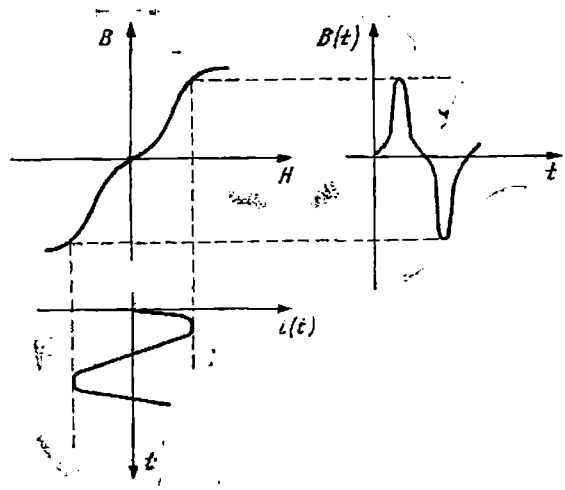


Fig 3.28. Variația inducției magnetice imprimate pe bandă, $B(t)$ ca urmare a unui curent sinusoidal, de audiofrecvență $i(t)$, prin capul de înregistrare.

Se poate vedea o puternică distorsionare a sinusoidei, în punctele de trecere prin zero. Pentru a scăpa de acest neajuns, ne vom folosi de o altă caracteristică a materialelor feromagnetice. În fig. 3.29 este prezentată caracteristica de histerezis a unui material feromagnetic, care ne arată cum se modifică inducția magnetică *(B)*, atunci cînd se modifică intensitatea cîmpului magnetic *(H)*, cu condiția ca materialul magnetic să fie adus în saturație la fiecare ciclu. Această curbă se numește curbă limită de histerezis. Cîmpul magnetic H, este generat de curentul de înaltă frecvență din bobinajul capului de înregistrare. Prin deplasarea benzii magnetice prin fața fantei capului de înregistrare, particulele elementare dintr-o anumită zonă se apropie de zona cu cîmp magnetic alternativ, parcurg de mai multe ori curba limită de histerezis și depărtîndu-se de fantă, încep să parcurgă curbe histerezis interioare curbei limită. Dacă curentului de înaltă frecvență, i se suprapune o componentă de curent continuu I_0, atunci punctul final al curbelor de histerezis este punctul

notat cu M. Pentru diferite valori, ale curentului I_0, pozitive și negative, punctul M va parcurge curba trasată punctat (fig. 3.29), reprezentînd valorile inducției magnetice B în care rămîn polarizate definitiv elementele din diferitele zone ale benzii magnetice în urma procesului de înregistrare.

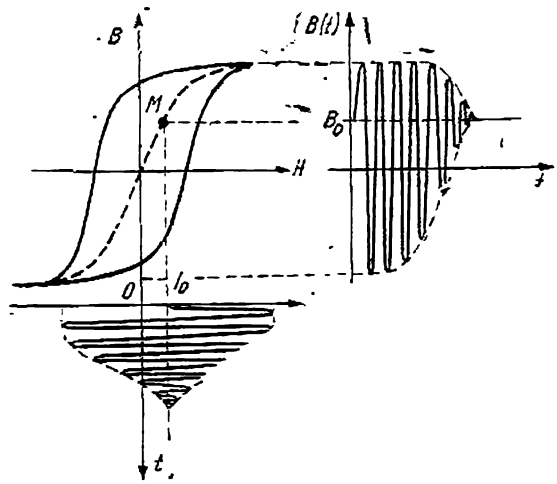


Fig. 3.29. Variația inducției magnetice, imprimate pe bandă, $B(t)$ în situația utilizării unui curent de premagnetizare, suprapus curentului Io — ce se dorește a fi imprimat.

3.5.3. Capete de redare

În timpul redării unei benzi magnetice înregistrate, magnetismul remanent al diferitelor zone din banda magnetică va induce în capul de redare un flux magnetic variabil. Elementele unei zone magnetizate sînt mici magneți elementari orientați în lungul benzii, fiecare avînd propriul cîmp magnetic. În mod normal, cîmpul magnetic al magneților elementari se închide prin aer. La trecerea magnetului elementar prin dreptul fantei capului de redare tot cîmpul lui magnetic se va închide prin miezul magnetic al acestuia (fig. 3.30). Prin miezul magnetic apare un flux magnetic variabil, care va induce o tensiune electromotoare la bornele bobinei capului de redare. Această tensiune electromotoare urmărește în amplitudine și frecvență profilul cîmpului

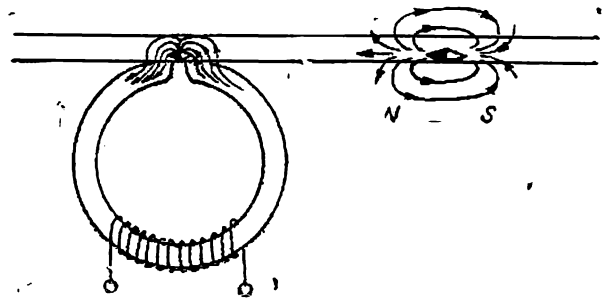


Fig. 3.30. Prezentarea simplificată a fenomenului de redare a semnalului înregistrat pe o bandă magnetică.

magnetic înregistrat pe banda magnetică. Deoarece cîmpul magnetic al benzii este foarte slab, miezul magnetic al capului de redare trebuie să aibă o permeabilitate magnetică foarte mare. De exemplu fierul pur are o permeabilitate magnetică relativă cuprinsă între 25.000 și 250.000, fierul cu 4% siliciu poate ajunge pînă la 7000, aliajele permalloy (Ni, Fe) între 10 000 și 50 000, iar aliajele supermalloy (Ni, Fe, Mn) între 100 000 și 300 000.

Pentru redarea frecvențelor înalte, lățimea întrefierului trebuie să fie foarte mică, avînd valori cuprinse între 1 și 3 μm. Există capete de redare cu lățimea întrefierului de 0,5 μm. Adîncimea întrefierului este în mod uzual de 1—1,5 mm.

Deoarece capetele de redare sînt foarte sensibile la cîmpurile magnetice externe, ele se ecranează cu blindaje din materiale feromagnetice moi (de ex. permalloy) și ecrane electrice din cupru, contra cîmpurilor electrice perturbatoare.

Inductanțele capetelor de redare sînt mai mari decît ale capetelor de înregistrare avînd valori cuprinse între 15 și 100 mH. Capetele de redare au același sistem de prindere ca și capetele de înregistrare, permițînd efectuarea celor două reglaje (fig. 3.31):

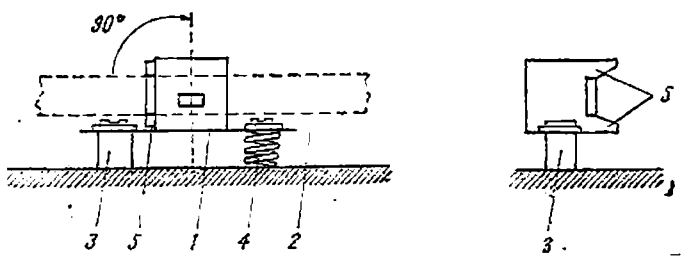


Fig. 3.31. Sistemul principial de prindere și elementele de reglaj ale poziției capului de redare: *1* — cap de redare; *2* — bandă magnetică; *3* — distanțier pentru asigurarea înălțimii poziției capului; *4* — șurub pentru ajustarea azimutului; *5* — ghidaj pentru banda magnetică.

— de azimut (perpendicularitatea fantei pe direcția de deplasare a benzii),
— de înălțime (poziționarea fantei capului de redare la același nivel cu fanta capului de înregistrare).

Suplimentar se mai montează pe capete ghidaje pentru poziționarea corectă a benzii magnetice pe suprafața capului de magnetofon.

3.5.4. Capete combinate și compuse

La magnetofoanele și casetofoanele de uz comun și la aparatura de înaltă fidelitate, mai simplă, se utilizează capete combinate. Acestea realizează și funcția de înregistrare și cea de redare. Desigur, pentru realizarea celor două funcțiuni se fac anumite compromisuri, deoarece capul de înregistrare trebuie să aibă inductanță mică și cîmp intens în întrefier, iar capul de redare o inductanță mare pentru a atinge o sensibilitate corespunzătoare.

Capetele combinate lucrează cu același miez magnetic, aceeași bobină și același întrefier.

Capetele compuse înglobează în aceeași construcție și capul de înregistrare și capul de redare. Între cele două secțiuni este introdus un ecran pentru protejarea capului de redare contra cîmpului magnetic de dispersie a capului de

înregistrare. Avantajul unui cap compus este posibilitatea ascultării programului înregistrat chiar în timpul înregistrărilor.

Aceste tipuri de capete sînt utilizate în exclusivitate la casetofoane.

Realizarea lor a fost posibilă numai prin utilizarea unor tehnologii, ce permit obținerea unor miezuri magnetice de dimensiuni mici avînd întrefieruri ce ating 0,8 — 1 μm. Materialele folosite trebuie să fie de o calitate foarte bună.

3.6. Difuzoare

Difuzorul este un traductor electroacustic, care transformă curentul de audiofrecvență, furnizat de un amplificator de putere, în unde acustice.

În prezent, difuzoarele funcționează în exclusivitate pe principiul interacțiunii dintre un cîmp magnetic constant și un conductor străbătut de un curent electric.

În fig. 3.32 este prezentat un conductor electric străbătut de curentul I. Conductorul este plasat într-un cîmp magnetic de inducție B, format de un magnet permanent. Asupra conductorului va acționa forța F (forța lui

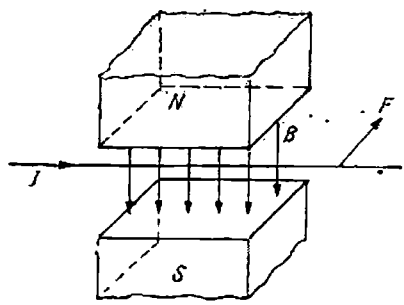


Fig. 3.32. Asupra unui conductor, orientat perpendicular pe liniile de forță ale unui cîmp magnetic, parcurs de curentul I, se exercită o forță, care tinde să deplaseze conductorul în cîmp (forța lui Laplace).

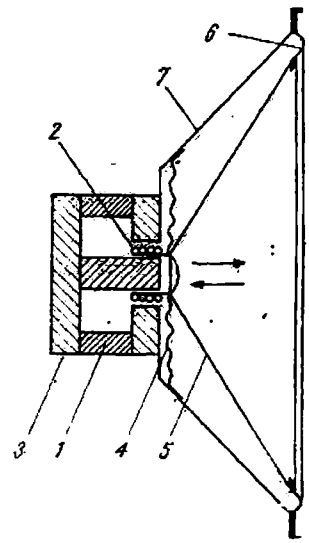


Fig. 3.33. Construcția unui difuzor electrodinamic: 1—magnet permanent; 2—bobină mobilă; 3—piesă polară; 4—centraj elastic; 5—membrana difuzorului; 6—suspensie elastică; 7—șasiul difuzorului.

Laplace), a cărei amplitudine este direct proporțională cu curentul I, cîmpul magnetic B și cu lungimea conductorului aflat în cîmpul magnetic.

$$F = IlB$$

Construcția principială a unui difuzor este prezentată în fig.3.33. Magnetul permanent, care are o formă circulară, creează un cîmp magnetic constant în întrefierul în care este introdusă bobina mobilă. Bobina mobilă

este prinsă rigid de membrana difuzorului şi este menţinută în mijlocul întrefierului de un centraj elastic. Cînd bobina mobilă este parcursă de curentul de audiofrecvenţă, ea se deplasează sub influenţa forţei Laplace, transmite mişcarea membranei, care va genera undele sonore. Undele sonore sînt generate atît de faţa membranei, cît şi de spatele membranei. Membrana difuzorului este fixată elastic de şasiul difuzorului printr-o suspensie elastică.

La frecvenţe joase întreaga membrană execută mişcări ca un „piston acustic", toate punctele membranei avînd aceeaşi amplitudine de deplasare. Pe măsură ce frecvenţa creşte, datorită inerţiei membranei şi a elasticităţii sale, vibraţiile se restrîng tot mai mult în zona centrală a membranei, în apropierea bobinei mobile. Deci la frecvenţe înalte suprafaţa activă a difuzorului scade, presiunea acustică scade şi ea, afectînd randamentul difuzorului. La frecvenţe joase, apare de asemenea o diminuare a randamentului difuzorului, datorită „cuplajului" faţă—spate ce apare între unda radiată de faţă şi unda radiată de spatele membranei. Acest ultim fenomen se înlătură prin montarea difuzorului în incinte acustice sau panouri acustice.

Pentru o funcţionare corespunzătoare a unui difuzor la frecvenţe joase, medii şi înalte se impun condiţii contradictorii.

Astfel, un difuzor pentru redarea corectă a frecvenţelor joase, trebuie să aibă o membrană cu suprafaţă cît mai mare. La frecvenţe înalte, suprafaţa şi masa membranei trebuie să fie cît mai mici, pentru a putea urmări mişcările bobinei mobile (care trebuie să fie şi ea foarte uşoară). Condiţiile impuse fiind contradictorii, s-au găsit două soluţii:

a) — construirea unor difuzoare de bandă largă, prin introducerea unui mic con radiant la frecvenţe înalte, în centrul membranei.

b) — construirea de difuzoare specializate pe domenii de frecvenţe, cu performanţe foarte bune, numai în domeniul de frecvenţe stabilit de producător. Astfel au apărut difuzoare de joasă frecvenţă, medie frecvenţă şi frecvenţe înalte.

3.6.1. Difuzoarele pentru frecvenţe joase

Aceste difuzoare se caracterizează prin dimensiuni mari. Membrana are un diametru mare, deci şi suprafaţa radiantă mare. Membrana trebuie simultan să aibă şi o masă cît mai mică, adică să fie foarte uşoară.

Frecvenţa proprie de rezonanţă trebuie să fie cît mai mică (sub 20 Hz). La frecvenţa de rezonanţă, întreg sistemul mobil are amplitudinea maximă de deplasare. Sub frecvenţa de rezonanţă toţi parametrii difuzorului scad brusc.

Suporturile elastice ale membranei trebuie să fie moi pentru a obţine frecvenţă de rezonanţă mică.

Intensitatea cîmpului magnetic din întrefier trebuie să fie cît mai mare, iar întrefierul cît mai îngust posibil pentru a obţine randamente ridicate.

Diametrele membranelor pot fi între 100 mm şi 500 mm. Diametrul bobinei mobile este între 30 mm şi 60 mm.

Caracteristica de frecvență a unui difuzor de frecvențe joase este cuprinsă între 20—25 Hz și 1500—2000 Hz (fig. 3.34).

Impedanța acestor difuzoare are valorile standardizate de 4 ohmi, 8 ohmi și 15 ohmi.

Puterile aplicabile sînt mari, putînd ajunge pînă la 100 W.

Fig. 3.34. Caracteristica de redare a unui difuzor de joasă frecvență.

3.6.2. Difuzoare pentru frecvențe medii

Domeniul de frecvență, reprodus de acest tip de difuzoare, este cuprins între 300 Hz și 5 kHz. Diametrele membranelor variază între 100 mm și 200 mm. Frecvența lor de rezonanță este situată în domeniul 300 Hz — 500Hz. Bobina mobilă are diametrul cuprins între 20 și 30 mm, Impedanța are valorile standardizate de 4 ohmi, 8 ohmi și 15 ohmi.

Puterile acestor difuzoare sînt între 5W și 50 W. Aceste difuzoare sînt utilizate numai în incinte acustice (fig. 3.35). Pentru ușurarea montării și utilizării lor, aceste tipuri de difuzoare se livrează gata închise în incinte cu un volum propriu de aproximativ 1 litru.

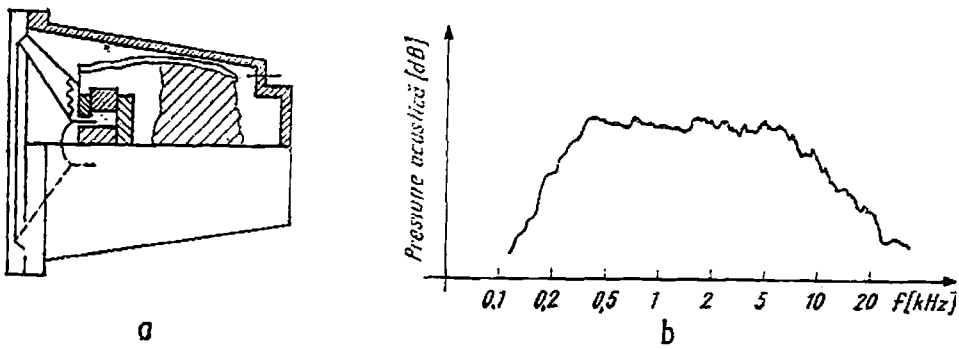


Fig. 3.35. Construcția unui difuzor pentru redarea frecvențelor medii (*a*) și caracteristica lui de redare (*b*).

În situația în care difuzorul pentru frecvențe medii nu are incinta sa proprie, pentru montarea într-un sistem acustic cu mai multe difuzoare și pentru înlăturarea cuplajului parazit dintre difuzoare, prin undele de spate, se va crea o incintă separată închisă pentru acest tip de difuzor.

3.6.3. Difuzoare pentru frecvenţe înalte (tweeter)

Dimensiunile membranelor difuzoarelor destinate redării frecvenţelor înalte trebuie să fie mai mici decît lungimea de undă a frecvenţei celei mai înalte ce trebuie reprodusă. În fig. 3.36 este prezentat modul în care se modifică caracteristica de directivitate a unui difuzor pe măsura creşterii frecvenţei semnalului aplicat.

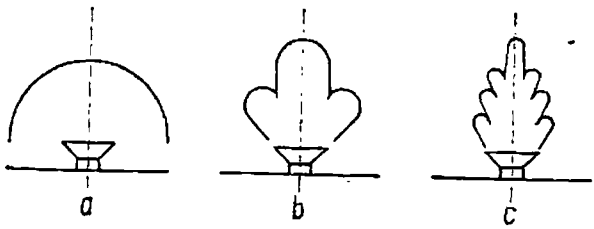


Fig. 3.36. Modificarea caracteristicii de directivitate a unui difuzor, cu frecvenţa: *a* — caracteristica de directivitate pentru frecvenţe joase: *b* — caracteristica de directivitate pentru frecvenţe medii, *c* — caracteristica de directivitate pentru frecvenţe înalte.

Îngustarea caracteristicii de directivitate este foarte supărătoare şi trebuie luate măsuri pentru a nu se ajunge în această situaţie. Îngustarea caracteristicii de directivitate apare atunci cînd lungimea de undă a semnalului reprodus, coboară sub diametrul membranei difuzorului.

Particularităţile difuzorului destinat reproducerii frecvenţelor înalte sînt în principal următoarele:

— membrana trebuie să fie foarte uşoară

— frecvenţa de rezonanţă a difuzorului să fie cel puţin jumătate din frecvenţa limită inferioară pe care trebuie să o reproducă difuzorul.

Funcţie de construcţia membranei, difuzoarele pot fi cu:

— membrană pîlnie din celuloză presată, masă plastică sau metal

— membrană calotă sferică, din masă plastică sau material textil.

Difuzoarele cu membrană pîlnie au o construcţie clasică, cu precizările că pîlnia are un diametru mic, în jur de 50 mm, iar bobina mobilă un diametru de 15 mm. Banda de frecvenţă reprodusă este cuprinsă între 3 kHz şi 20 kHz. Puterile acestor difuzoare nu depăşesc 10 W.

Difuzoarele cu membrană calotă au construcţia prezentată în fig.3.37. Suprafaţa radiantă este chiar calota care închide suportul bobinei mobile.

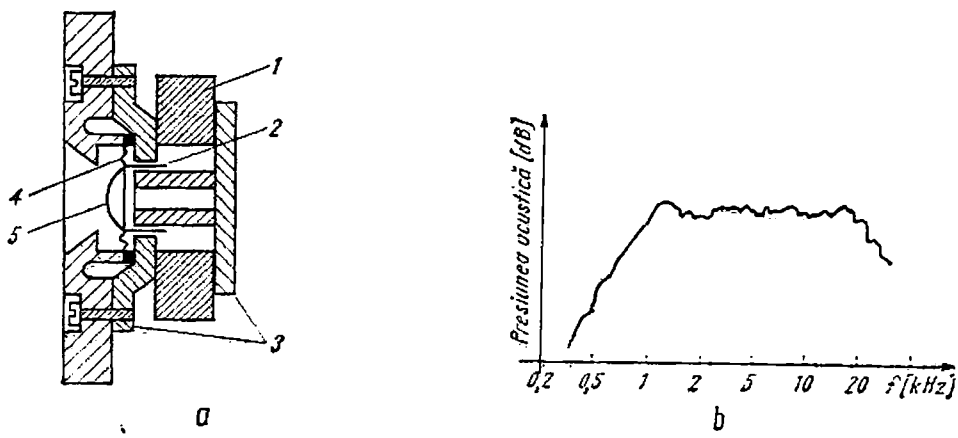


Fig. 3.37. Construcţia unui difuzor pentru redarea frecvenţelor înalte (*a*) *1* — magnet permanent; *2* — bobină mobilă; *3* — flanşe (piese polare); *4* — centraj elastic cu rol de suspensie; *5* — membrana difuzorului; *b* — caracteristica de redare a unui difuzor pentru frecvenţe înalte.

Diametrul calotei este egal cu diametrul bobinei mobile și în general nu depășește 25 mm. Datorită construcției, sistemul mobil este foarte ușor, acest tip de difuzor putînd reproduce în mod uzual frecvențe de peste 22 kHz.

Puterile acestor difuzoare pot atinge și 50 W, cu condiția reproducerii unui spectru mai redus de frecvențe (4 kHz — 22 kHz).

3.6.4. Difuzoare de bandă largă

Aceste tipuri de difuzoare sînt destinate reproducerii întregului domeniu de frecvențe audio. Condițiile impuse reproducerii frecvențelor joase și frecvențelor înalte sînt contradictorii și practic nu pot fi satisfăcute la un înalt nivel calitativ. Constructiv s-au impus difuzoarele cu două membrane:

— membrana de diametru mare pentru frecvențe joase și medii,

— con de hîrtie aplicat în interiorul membranei mari, lipit direct pe suportul bobinei mobil, pentru redarea frecvențelor înalte.

Difuzoarele de bandă largă sînt utilizate la echiparea radioreceptoarelor și televizoarelor. Ele nu sînt folosite în echipamentele de înaltă fidelitate.

Banda de frecvențe reproduse pleacă de la 50 Hz și poate atinge 20 kHz cu o abatere de ± 6 dB.

3.7. Tubul cinescop alb-negru

Tubul cinescop este un traductor. El este utilizat pentru transformarea unei tensiuni, avînd forma semnalului video — complex, într-un semnal luminos, cu ajutorul căruia se sintetizează imaginea ce se dorește să fie transmisă.

3.7.1. Construcția tubului cinescop

Construcția unui tub cinescop este prezentată în fig.3.38. El este realizat dintr-un balon de sticlă avînd un ecran sferic în partea frontală, un gît, în interiorul căruia se află un tun electronic și soclul, la care ies legăturile de la tunul electronic.

Ecranul are un contur dreptunghiular, cu colțuri rotunjite. Mărimea ecranului este definită de diagonala sa, care are valori standardizate: 15 cm,

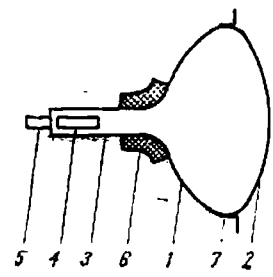


Fig. 3.38. Construcția unui tub cinescop: *1* — conul balonului de sticlă; *2* — ecranul balonului de sticlă; *3* — gît; *4* — tun electronic; *5* — soclu; *6* — bobine de deflexie; *7* — centură metalică cu urechi de prindere.

23 cm, 31 cm (pentru TV portabile), 44 cm, 51 cm, 61 cm, 65 cm (pentru TV Staţionare). Mai există şi alte valori, mai puţin utilizate în prezent (47 cm şi 59 cm).

De asemenea, balonul de sticlă, avînd forma unui con, este standardizat, mărimea cea mai importantă fiind unghiul de deschidere pe diagonală, valoarea consacrată în prezent este de 110°, dar se mai întîlnesc şi tuburi cinescop cu deschiderea de 90°. Cu cît un tub cinescop are unghiul de deschidere mai mare cu atît este mai scurt şi are un gabarit mai mic.

Gîtul tubului cinescop alb-negru are în prezent, pentru diametrul exterior, două valori standardizate: 20 mm, pentru TV portabile şi diagonale mici ale ecranului (sub 44 cm) şi 28,6 mm pentru diagonale peste 44 cm.

Tubul cinescop este în interior vidat, ca orice tub electronic. Pe partea interioară a ecranului este depus un strat fosforescent. Tunul electronic are o construcţie principială ca a unei tetrode, avînd anumite particularităţi (fig. 3.39).

Catodul K, este un cilindru, avînd în partea frontală depus stratul emisiv *(SE)*. În interiorul lui, izolat de catod se află filamentul, care încălzeşte catodul, favorizînd autoemisia de electroni din stratul emisiv depus pe catod. În acest fel, în spaţiul din jurul zonei frontale a catodului, se formează un „nor" de electroni liberi. Aceşti electroni sînt atraşi de tensiunea anodică, aplicată grafitării interioare a balonului de sticlă şi transmisă electrozilor *E4* şi *E5*. Electronii astfel accelerați, trec printr-un orificiu al grilei de comandă *G1*, şi printr-un orificiu al grilei de accelerare *G2*, formînd un fascicul de electroni. Acest fascicul de electroni trece printr-un sistem format din trei cilindri E_4, G_3 şi E_5, care prin efectul de lentilă electrostatică realizează focalizarea fasciculului într-un punct aflat pe ecran. Electrodul G_3 este accesibil din exterior şi se numeşte electrod de focalizare. Tensiunea aplicată pe acest electrod este variabilă, între 0V şi + 550 V la tuburile cinescop cu gît de 28,6 mm şi între 0V şi + 350 V la tuburile mici cu gît de 20 mm. Acest reglaj este necesar pentru obţinerea focalizării optime, a fasciculului electronic. Tensiunea de pe grila ecran G2 este fixă, avînd valori de aproximativ + 500 V pentru TV staţionare şi + 350 V pentru TV portabile. Tensiunea de accelerare are 16—18 kV la TV staţionare şi 9—11 kV la TV portabile.

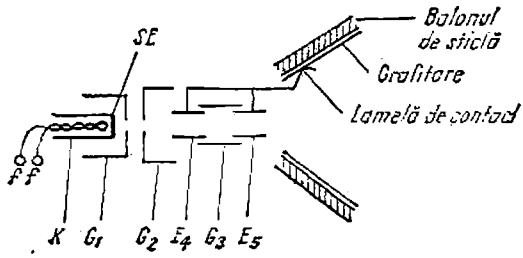


Fig. 3.39. Construcţia tunului electronic pentru un tub cinescop alb-negru.

3.7.2. Deflexia fasciculului electronic

Din cele prezentate rezultă că tunul electronic emite un fascicul de electroni focalizat, care loveşte ecranul în punctul central formînd un punct luminos. Pentru sintetizarea imaginii pe ecranul tubului cinescop, este nevoie ca fasciculul de electroni să se deplaseze explorînd ecranul pe orizontală, de la stînga la dreapta, linie după linie, de sus în jos.

Deplasarea fasciculului de electroni este realizată cu ajutorul unui cîmp magnetic. Acest sistem de deflexie se numeşte deflexie electromagnetică.

În fig. 3.40 este prezentat efectul interacţiunii dintre un cîmp magnetic şi un electron ce se deplasează perpendicular pe liniile de cîmp. Cîmpul mag-

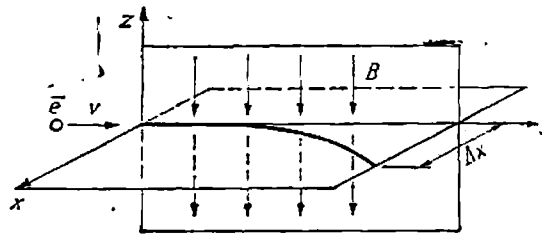


Fig. 3.40. Efectul cîmpului magnetic asupra unui electron ce se deplasează cu viteza v pe o direcţie perpendiculară pe liniile de forţă ale cîmpului magnetic.

netic, reprezentat prin inducţia B, este cuprins într-un plan vertical. Electronul e, care intră cu o viteză v, în cîmpul B, va fi deviat ca în figură, într-un plan orizontal. El nu mai parcurge axa oy, căpătînd o deviere laterală Δx. Mărimea deviaţiei Δx este direct proporţională cu valoarea inducţiei magnetice B şi invers proporţională cu viteza de deplasare a electronului. Considerînd viteza v, constantă, ea fiind determinată numai de diferenţa de potenţial anod-catod, deviaţia fasciculului va fi dată numai de modificarea amplitudinii şi sensului cîmpului magnetic.

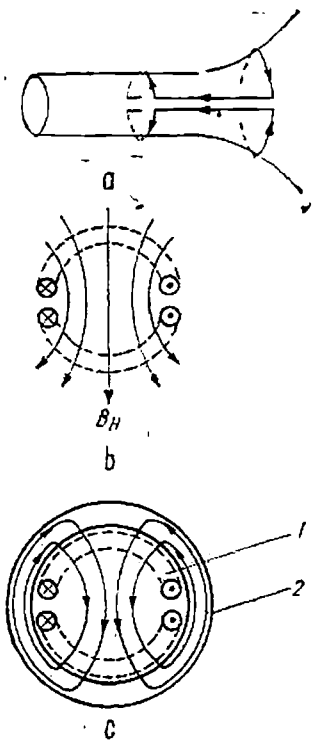


Fig. 3.41. a — Forma unei bobine de deflexie tip şa; b — Forma cîmpului magnetic creat de curentul ce străbate bobina de deflexie; c — Forma cîmpului magnetic al bobinei de deflexie (1) în prezenţa unui inel de ferită exterior *(2)*.

Pentru deplasarea pe orizontală, a fasciculului de electroni, este nevoie de un cîmp magnetic vertical, iar pentru deplasarea pe verticală, de un cîmp magnetic orizontal. Cele două cîmpuri magnetice, sînt generate de două bobine aşezate pe gîtul tubului cinescop, formînd ansamblul bobinelor de deflexie.

Construcţia bobinelor de deflexie, este de două tipuri: în formă de şa şi în formă de tor.

În fig. 3.41 este prezentată schematic construcţia unui ansamblu de două bobine, tip şa, care generează un cîmp magnetic vertical. Deoarece cîmpul magnetic vertical deplasează fasciculul de electroni pe orizontală, această bobină se numeşte bobină de deflexie pe orizontală. Bobina fiind în aer (fig. 3.41 *b*), curentul electric prin spirele bobinei trebuie să fie foarte mare pentru obţinerea unui cîmp magnetic eficient. Pentru mărirea eficienţei bobinei, prin creşterea inductanţei, bobinele şa sînt „îmbrăcate" la exterior de un inel de ferită, cu permeabilitate mare.

Acest inel de ferită concentrează cîmpul magnetic exterior al bobinei tip şa, micşorînd şi cîmpul magnetic de dispersie.

Bobina de deflexie de tip toroidal este prezentată schematic în fig. 3.42. Ea este formată din două înfăşurări aşezate pe un inel (tor) de ferită.

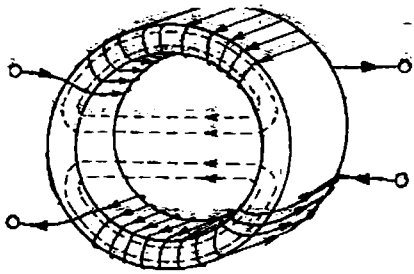


Fig. 3.42. Construcția unei bobine toroidale.

Cîmpurile magnetice produse de cele două înfășurări au sensuri opuse în miezul de ferită și se închid prin aer, în interiorul inelului. Cîmpul magnetic orizontal va devia fasciculul de electroni pe verticală, iar bobinele sînt numite bobine de deflexie pe verticală.

Practic ansamblul bobinelor de deflexie pe orizontală și pe verticală utilizează un singur inel de ferită, ca miez feromagnetic. Pe acest miez sînt bobinate înfășurările bobinei de deflexie pe verticală, iar pe sub miez trec înfășurările tip șa, ale bobinelor de deflexie pe orizontală. Ferita folosită are o permeabilitate ridicată și pierderi mici la frecvențe ridicate.

Din cele prezentate pînă aici, am văzut cum se obține fasciculul de electroni, în tubul cinescop și cum se poate realiza deplasarea lui pe ecran. Fasciculul de electroni, va parcurge toate punctele ecranului și va sintetiza imaginea prin modificarea strălucirii fiecărui punct al ecranului.

Ecranul tubului cinescop are depus pe partea interioară un strat de material fosforescent. Punctul de impact, dintre fasciculul de electroni și stratul fosforescent devine luminos, datorită fenomenului de emisie secundară, specific substanțelor fosforescente. Strălucirea punctului de impact, variază funcție de energia fasciculului electronic, adică de numărul electronilor cuprinși în fascicul. Numărul electronilor din fasciculul electronic, și deci strălucirea punctelor ecranului, sînt comandate de diferența de potențial dintre grila de comandă și catodul tunului electronic.

Deoarece, atomii materialului fosforescent, emit radiații luminoase în toate direcțiile, o parte din energia luminoasă se pierde, fiind orientată spre interiorul tubului cinescop. Pentru mărirea strălucirii și deci a contrastului imaginilor reproduse, peste stratul fosforescent se depune un strat foarte subțire de aluminiu, care joacă rolul unei oglinzi, reflectînd radiația orientată spre interiorul tubului cinescop. În același timp stratul de aluminiu descarcă la tensiunea anodică sarcina electrică negativă ce s-ar stoca în materialul fosforescent în urma bombardării acestuia cu electroni. Aluminizarea ecranului este în legătură directă cu stratul de grafit, conductor, depus pe fața interioară a conului (balonului) tubului cinescop, la care se aplică foarte înalta tensiune (tensiunea anodică).

Aluminizarea interioară a ecranului mai are un efect pozitiv, și anume oprește ionii negativi ce apar în interiorul tubului cinescop și sînt atrași de tensiunea anodică. Ionii negativi, avînd masa mult mai mare decît electronii, nu sînt deviați de bobinele de deflexie și au și viteza mult mai mică. În lipsa aluminizării ar fi produs în centrul ecranului, o pată gălbuie, numită pată ionică.

Fața exterioară a conului tubului cinescop este acoperită cu un strat conductor de grafit pus la masă. Acest strat grafitat formează cu grafitarea interioară (acradag) un condensator, utilizat la filtrarea foarte înaltei tensiuni, obținută prin redresarea impulsului de întoarcere din baleiajul orizontal.

3.7.3. Comanda tubului cinescop

După cum am mai arătat, fasciculul electronic emis de catod, trebuie modulat în intensitate pentru a putea reda pe ecran toate treptele de strălucire, de la alb la negru, trecînd prin tonalități de gri. Această modulare în intensitate se realizează în spațiul grilă — catod.

Tensiunea de comandă poate fi aplicată în două feluri:

— pe grila de comandă, catodul fiind la potențial fix

— pe catod, grila fiind la potențial fix

Comanda pe grilă este prezentată în fig. 3.43, iar comanda pe catod în fig. 3.44. Comanda pe catod este generalizată în prezent datorită eficienței superioare a acestei variante de comandă. În cazul comenzii pe grilă, tensiunea de

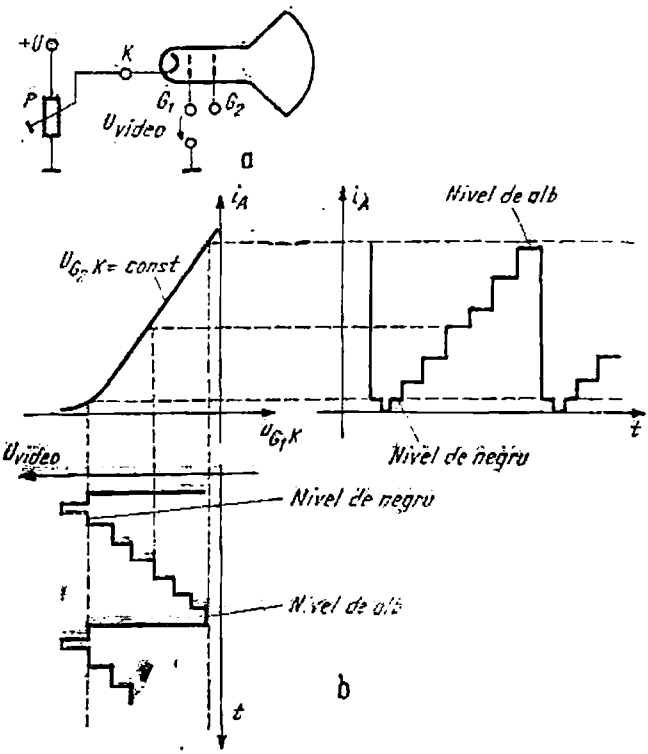


Fig. 3.43. *a* — Comanda tubului cinescop pe grila de comandă *(G1)*; *b* — Forma curentului anodic (i_A) al tubului cinescop și forma tensiunii de comandă.

catod fiind fixă, punctul de funcționare al tubului cinescop alb-negru va parcurge în diagramă $I_A = U_{G_1K}$, caracteristica definită de tensiuna $U_{G_2K} = ct.$, curentul anodic, sau de fascicul, va avea variația dată de panta tetrodei.

În cazul în care, tensiunea video, este aplicată direct în catod și se menține constantă tensiunea de grilă (fig. 3.44) se poate constata că panta echivalentă a tubului crește. Pentru nivelul de negru al semnalului video, punctul de funcționare se află pe caracteristica $U_{G_1K} = U_1$, ca la comanda pe grilă. Deplasîndu-ne spre nivelul de alb, tensiunea U_{G_1K} crește, atingînd pentru nivelul de alb valoarea $U_2 = U_1 + U_{vv}$.

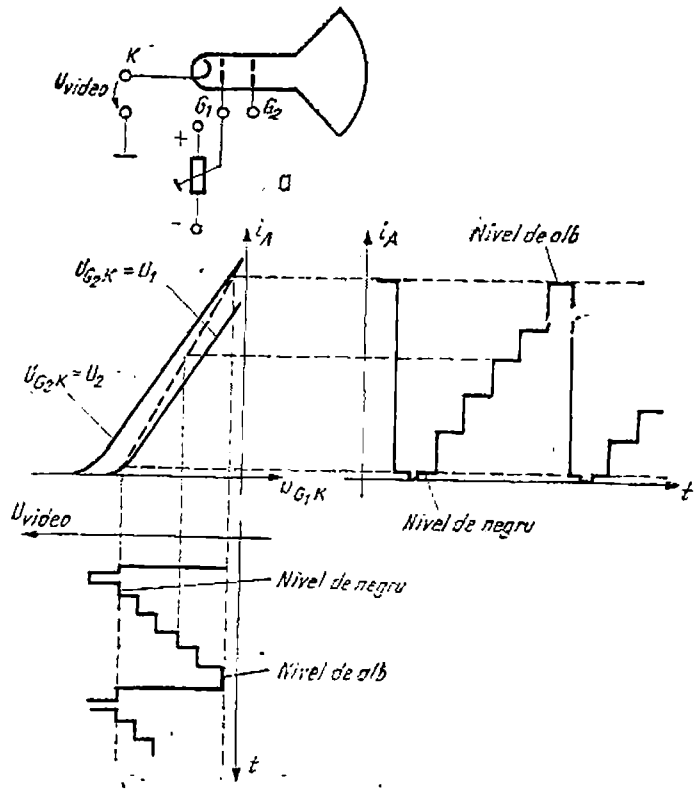


Fig. 3.44. *a* — Comanda tubului cinescop pe catod. *b* — Forma curentului anodic, i_A, ca efect al tensiunii de comandă (U_{video}). S-a trasat punctat panta echivalentă mărită, a tubului cinescop în situația comenzii pe catod.

Curentul de fascicul atinge valoarea I_{A_2}, mai mare decît I_{A_1}, corespunzător comenzii pe grilă.

Modificarea strălucirii medii a imaginii, se face în primul caz modificînd tensiunea din catod, iar în cazul comenzii în catod, modificînd tensiunea continuă de polarizare a grilei de comandă G_1.

3.8. Tubul cinescop color

3.8.1. Construcția tubului cinescop color

Tubul cinescop color este traductorul utilizat la redarea imaginii color. Funcționarea lui are la bază principiul adunării celor trei culori primare (roșu, verde, albastru) pentru obținerea tuturor culorilor și nuanțelor ce se transmit, în același timp, funcționarea lui se bazează și pe limitarea ochiului uman, privind puterea de rezoluție. Două puncte apropiate, văzute sub un arc de cerc mai mic de un minut de arc, apar ca un singur punct. Plecînd de la aceste premise, tuburile cinescop color vor avea depuși pe ecran trei tipuri de luminofori, pentru culorile roșu, verde și albastru, structura depunerilor fiind foarte

fină. Cele trei tipuri de luminofori fiind activați simultan, tubul cinescop color trebuie să aibă trei fascicule de explorare și deci trei tunuri electronice, comandate independent, pentru fiecare din culorile primare.

Deflexia fasciculelor de electroni, se realizează după același principiu ca la tuburile cinescop alb-negru.

Din punct de vedere constructiv s-au impus două tipuri de tuburi cinescop color:

— tubul cu mască perforată tip „delta"

— tubul cu luminoforii depuși în linie (In-Line)

Tubul cinescop cu mască perforată tip „delta" are luminoforii pentru cele trei culori primare depuși pe ecran sub forma unor cercuri dispuse în vîrfurile unui triunghi echilateral. Cele trei tunuri electronice, vor fi și ele dispuse în triunghi. Fasciculele electronice converg toate trei, printr-un orificiu al măștii, după care se despart și ating ecranul pe suprafețele pe care sînt depuși luminoforii în triadă (fig. 3.45).

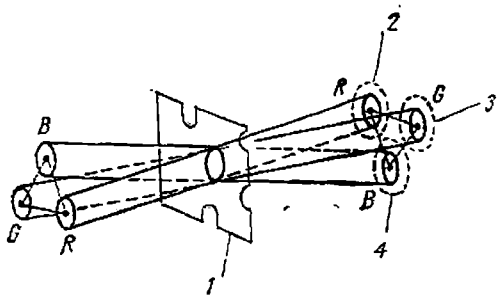


Fig. 3.45. Funcționarea principială a tubului cinescop tricrom cu mască perforată și luminofori dispuși în „delta": *1* — mască perforată; *2* — luminofor pentru roșu; *3* — luminofor pentru verde; *4* — luminofor pentru albastru.

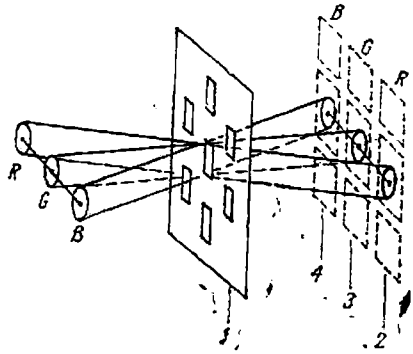


Fig. 3.46. Funcționarea principială a tubului cinescop color, cu luminoforii dispuși în linie. *1* — mască perforată (cu fante); *2* — bandă pentru luminoforii de roșu; *3* — bandă pentru luminoforii de verde; *4* — bandă pentru luminoforii de albastru.

Masca frontală este confecționată din tablă de oțel, groasă de 0,15 mm și are cîte un orificiu pentru fiecare triadă de luminofori. Masca are aproximativ 400.000 de orificii cu diametrul de 0,3 mm. Prin orificiu vor trece numai 15—20% din numărul total de electroni, din componența fasciculelor electronice. Din acest motiv tuburile cinescop color tip „delta" au lumină mai mică și consumă puteri mari.

Tuburile cinescop color în linie, au luminoforii depuși în benzi verticale continue. Cele trei tunuri electronice sînt de asemenea așezate în linie, avînd tunul de verde așezat în mijloc. Masca frontală are niște fante verticale așezate unele sub altele.

Cele trei fascicule de electroni se intersectează în planul fantei, trec pe partea cealaltă a măștii și cad pe ecran, pe mijlocul fiecărei benzi verticale de luminofor (fig. 3.46).

Luminoforii utilizați pentru realizarea ecranului au în general aceleași lungimi de undă de emisie, indiferent de producător. Pentru faptul că tuburile cinescop color au un randament luminos mai mic decît tuburile cinescop alb-negru, s-au luat o serie de măsuri de îmbunătățire.

Sticla utilizată la confecționarea ecranului are o transparență foarte bună. Pentru creșterea contrastului, luminoforii de roșu și albastru sînt acoperiți cu un strat de filtrare, care absoarbe spectrul luminii incidente, reflectînd numai spectrul corespunzător culorii proprii. Această tehnică se numește de „pigmentare a luminoforilor".

Mulți producători de tuburi cinescop color, acoperă spațiile dintre luminofori cu o depunere neagră, cu un coeficient de reflexie foarte scăzut. Astfel se reduc reflexiile și crește contrastul culorilor. Aceste tipuri de tuburi se numesc „Black Matrix" (tuburile delta) sau „Blackstripe" (tuburile în linie).

Pentru obținerea unei străluciri acceptabile a ecranului și compensarea transparenței reduse a măștilor perforate, tuburile cinescop color utilizează tensiuni anodice ridicate, de aproximativ 25 kV.

Deflexia fasciculelor electronice se realizează cu o bobină de deflexie construită foarte asemănător cu cea de la tuburile cinescop alb-negru. Pentru a realiza același unghi de baleiere a ecranului, cîmpul magnetic în bobine trebuie să fie mult mai intes datorită tensiunii anodice foarte mari. Deci și curenții, prin bobinele de deflexie, trebuie să fie mult mai mari. Totuși, bobinele de deflexie trebuie să îndeplinească unele condiții suplimentare, dintre care amintim, producerea unui cîmp magnetic foarte precis și înlăturarea distorsiunilor de astigmatism și de convergență, prin modul de bobinare a înfășurărilor.

Prin astigmatism se înțelege modificarea secțiunii circulare a unui fascicul de electroni într-o secțiune ovală atît datorită formei „plane" a ecranului, cît și a neuniformității cîmpului de deflexie. Prin bobinarea înfășurărilor, după o anumită lege distorsiunea de astigmatism se reduce foarte mult, însă rastrul va căpăta o formă pronunțată de „pernă" (distorsiune de contur tip „pernă").

Distorsiunea de pernă va fi corectată electronic în circuitele de baleiaj.

3.8.2. Convergența tuburilor cinescop color

Prin distorsiunea de convergență se înțelege nesuprapunerea celor trei fascicule, pentru culorile primare, pe aceeași grupă de triplet sau triadă, de pe ecran. Practic, la redarea unor dreptunghiuri albe pe fond negru, pe ecranul tubului cinescop color, apar trei dreptunghiuri distincte, unul roșu, unul verde și altul albastru (fig. 3.47).

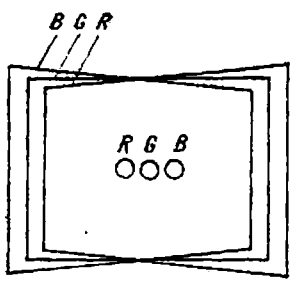


Fig. 3.47. Distorsiune de convergență dinamică la un tub cinescop color tip „în linie".

Distorsiunile de convergență numite erori de convergență se împart în două: — eroare de convergență în centrul ecranului, numită și convergență statică;

— eroare de convergență la marginile ecranului, numită și convergență dinamică.

Metoda de asigurare a convergenței corecte, se bazează în principal, pe crearea unui cîmp magnetic suplimentar, care acționează asupra fasciculului de electroni, înainte de intrarea acestuia în planul de deflexie.

În cazul tuburilor cinescop color în linie, pentru reglarea convergenței statice, se utilizează două perechi de magneți inelari tip cuadripol (cu patru

poli) și hexapol (cu șase poli), cu ajutorul cărora se modifică pozițiile relative ale celor trei fascicule, înainte de intrarea lor în cîmpul bobinelor de deflexie. Acești magneți circulari, sînt realizați sub forma unor inele, plasate pe gîtul tubului cinescop, înaintea bobinei de deflexie.

În fig. 3.48 sînt prezentate perechile de magneți inelari și felul cum acționează ei asupra fasciculelor de electroni.

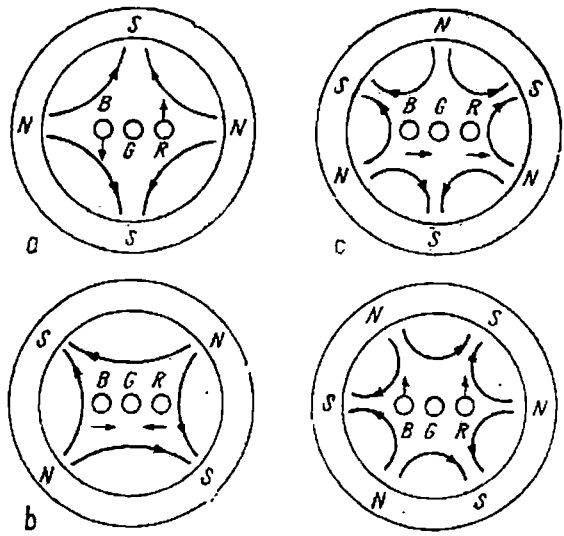


Fig. 3.48. Magneți inelari pentru realizarea corecțiilor de convergență statică: *a* — cîmp magnetic tip cuadripol care prin poziția prezentată deplasează fasciculul de roșu în sus și cel de albastru în jos; *b* — cîmp magnetic de tip cuadripol, care apropie fasciculele de roșu și de albastru de fasciculul de verde; *c* + *d* — cîmp magnetic tip hexapol, care deplasează fasciculele de roșu și de albastru în același sens.

După cum se poate vedea, prin acționarea acestor perechi de magneți inelari, prin rotirea lor, cîmpurile tip cuadripol sau hexapol se pot mări sau micșora ca intensitate și se pot modifica în poziție, acționînd asupra fasciculelor de roșu și de albastru.

Dacă după efectuarea reglajului de convergență statică, nu s-a îmbunătățit și convergența dinamică, aceasta se poate realiza, cum este cazul tuburilor cinescop în linie tip 20 AX (Philips), electronic. Din construcție, bobina de deflexie, poate crea două cîmpuri corectoare tip cuadripol, ca în fig. 3.49 și fig. 3.50 cu diferența, că deplasările relative ale fasciculelor de roșu și albastru, se pot ajusta pentru pozițiile extreme de explorare, sus-jos și stînga-dreapta, fără a fi afectată convergența statică, reglată anterior.

Se poate observa că dacă cuadripolul din fig. 3.49 are la începutul cursei directe polaritatea din fig. 3.49 *b*, la sfîrșitul cursei directe are polaritatea din fig. 3.49 *c*. Asemănător se modifică polaritatea și la cuadripolul reprezentat în fig. 3.50.

Efectele asupra unei imagini formată dintr-un dreptunghi cu erori de convergență ca în fig 3.47, sînt redate în fig. 3.49 *a* și 3.50 *a*.

În cazul televizoarelor color echipate cu tuburi cinescop tip „delta" reglajele de convergență sînt mult mai complicate, în principal datorită faptului

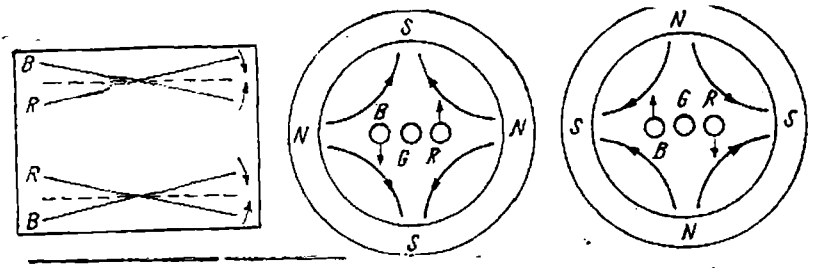


Fig. 3.49. Forma cîmpului magnetic, tip cuadripol, utilizat pentru corecția de convergență dinamică în zonele de sus și de jos ale ecranului.

că sînt multe elemente reglabile. Blocul special destinat efectuării reglajelor de convergență este însă întotdeauna însoțit de instrucțiunile de reglaj, ordinea efectuării lor și efectele asupra imaginii test, care este în mod obligatoriu un caroiaj alb pe cîmp gri sau negru.

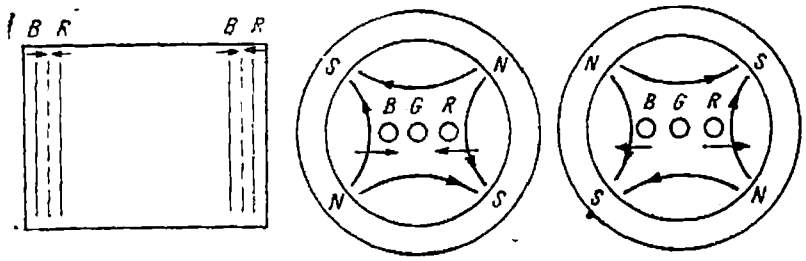


Fig. 3.50. Forma cîmpului magnetic, tip cuadripol, utilizat pentru corecția erorilor de convergență dinamică în zonele laterale ale ecranului.

3.8.3. Puritatea culorilor

Un alt element important, pentru aprecierea funcționării corecte a unui tub cinescop color, este puritatea culorilor. În cazul redării unei singure culori, (o culoare primară), suprafața ecranului trebuie să aibă aceeași nuanță și aceeași strălucire. Acest lucru se realizează, atunci cînd fasciculul electronic, corespunzător acestei culori, cade numai pe luminoforul său și nu atinge luminoforii corespunzători celorlalte culori.

Reglajul de puritate acționează simltan asupra celor trei fascicule de electroni, deplasîndu-le în același sens pînă la obținerea suprafețelor maxime avînd aceeași culoare, în special în zona centrală a ecranului.

Puritatea în zonele de margine ale ecranului se ajustează prin deplasarea bobinei de deflexie pe gîtul tubului cinescop, înainte sau înapoi.

În cazul tuburilor cinescop color „in line", reglajul de puritate se poate face numai acționînd asupra unei perechi de inele magnetice, tip dipol. Acestea sînt montate în unitatea multipol, alături de inelele prevăzute pentru reglajul convergenței statice.

În fig. 3.51 sînt prezentate cele două inele magnetice de reglaj și polaritățile acestora. Dacă magneții se rotesc simultan în același sens, intensitatea cîmpului magnetic de reglaj rămîne constantă, dar își schimbă direcția. Cele trei fascicule de electroni își vor schimba direcția de deplasare, amplitudinea de deplasare fiind constantă. Dacă inelele se rotesc unul față de celălalt în

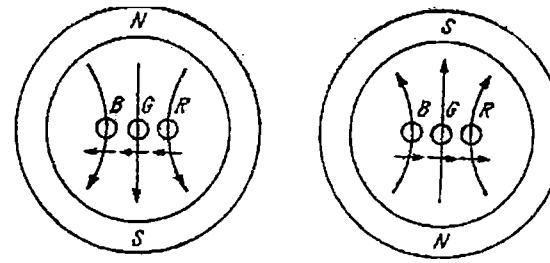


Fig. 3.51. Forma cîmpului magnetic utilizat pentru realizarea corecţiilor de puritate.

sensuri contrare, direcţia cîmpului magnetic de reglaj rămîne aceeaşi, modificîndu-şi intensitatea. Direcţia de deplasare a celor trei fascicule rămîne aceeaşi, în schimb se modifică amplitudinea deviaţiei.

O condiţie esenţială în privinţa asigurării purităţii culorilor, este constanţa în timp a purităţii culorilor, indiferent de variaţiile de temperatură şi influenţele unor cîmpuri magnetice perturbatoare. Este necesar ca între starea de „puritate perfectă" şi „puritate dereglată" să existe şi posibilitatea funcţionării în stări intermediare. În aceste stări, suprafaţa activată a luminoforului este descentrată sau mai redusă ca suprafaţă, fără ca spotul să cadă pe un luminofor vecin. În momentul în care fasciculul electronic acţionează un luminofor, ce nu-i corespunde, se consideră puritatea dereglată, iar pe ecranul monocrom apar nuanţe diferite de culoare.

Pe lîngă cauzele interne ce pot duce la erori de incidenţă, deci defecte de puritate, există şi cauze externe. Cauzele externe sînt cîmpurile magnetice perturbatoare, ce pot modifica traiectoria de deplasare a electronilor. Primul mare perturbator este cîmpul magnetic terestru. Pentru a reduce efectul lui, tuburile cinescop color sînt protejate, în zona conului de sticlă, printr-un ecran magnetic. La tuburile cinescop mai vechi, ecranul era exterior.

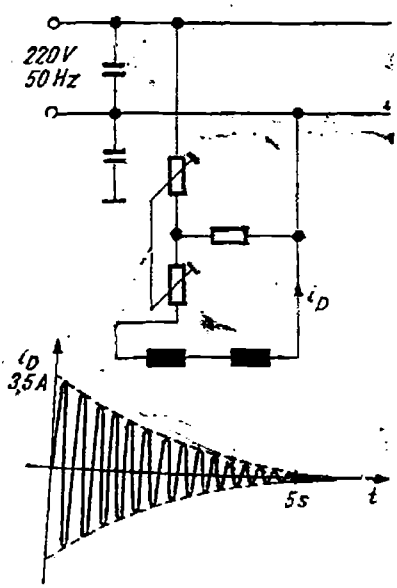


Fig. 3.52. Circuit pentru demagnetizarea părţilor metalice ale unui tub cinescop color şi forma curentului prin bobinele de demagnetizare.

În ultimul timp acest ecran magnetic este montat în interiorul tubului cinescop color. Eficienţa ecranului magnetic se poate verifica pe o imagine cu cîmp roşu. Prin rotirea televizorului cu 90° nu trebuie să se modifice culoarea cîmpului roşu. Practica a dovedit că ecranul magnetic nu este suficient. Din acest motiv, s-a impus obligativitatea demagnetizării tuturor elementelor tubului cinescop color, care pot fi magnetizate accidental. Această demagnetizare se face automat, la fiecare pornire a televizorului color.

Circuitul utilizat la demagnetizarea tubului cinescop color este prezentat în fig. 3.52. Componenta principală este dispozitivul PTC (termistor cu coeficient de temperatură pozitiv), caracterizat prin rezistenţă mică la rece şi rezistenţă mare la temperatură ridicată. La pornirea televizorului, prin dispozitivul PTC şi prin bobina de demagnetizare circulă un curent al-

ternativ cu valoarea de vîrf de 3,5 A. după 5 secunde scade la 70 mA iar după 180 secunde scade sub 2 mA. Bobina de demagnetizare creează un cîmp magnetic alternativ scăzător. Părţile feromagnetice ale tubului cinescop color, vor parcurge cicluri de histerezis descrescătoare, demagnetizîndu-se.

3.8.4. Comanda tubului cinescop color

Tubul cinescop color conţine trei tunuri electronice identice. Comanda celor trei tunuri se face asemănător ca la tuburile cinescop alb-negru. Suplimentar, pentru redarea corectă a culorilor se execută cîteva reglaje suplimentare:

— reglarea nivelului de negru
— reglarea nivelului de alb

Necesitatea efectuării reglajului de negru este impusă de diferenţele dintre tensiunile de tăiere ale celor trei tunuri electronice. Aceste diferenţe pot ajunge la 35% din valoarea nominală, dată în catalog. Din acest motiv, nivelele de stingere, pentru semnalele de culoare nu trebuie să fie egale. Fiecare nivel de stingere în parte, trebuie translatat pînă atinge valoarea tensiunii de tăiere. Acest lucru se realizează prin modificarea punctului static de funcţionare al fiecărui etaj final de videofrecvenţă.

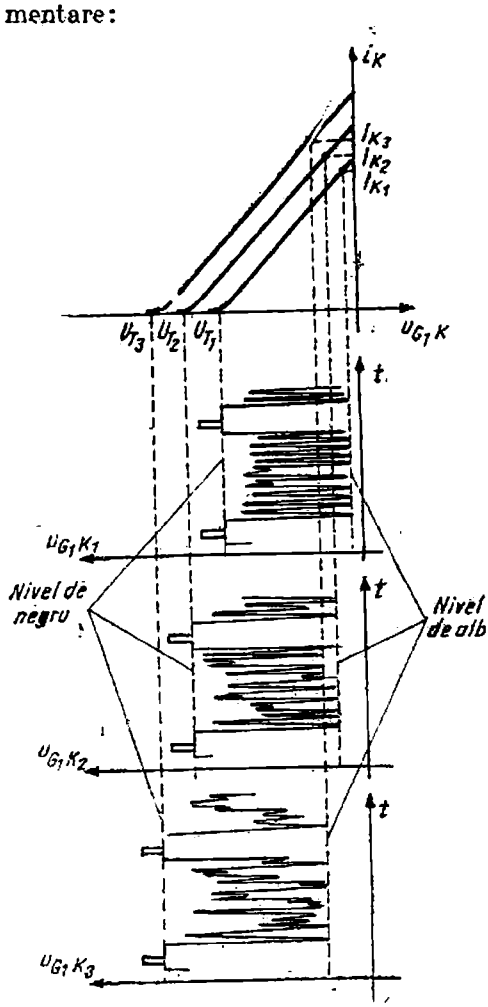


Fig. 3.53. Formele de undă ale tensiunilor de comandă ale catozilor tubului cinescop color pentru un reglaj corect al punctelor de tăiere. Nivelele de alb sînt reglate separat, pentru obţinerea redării corecte a albului.

În fig. 3.53 sînt prezentate caracteristicile curent anodic — tensiune grilă catod, pentru cele trei tunuri şi poziţionarea corectă a semnalelor video de comandă. Se poate observa că după efectuarea reglajului nivelului de negru, pentru fiecare semnal video, nivelul de negru coincide cu valoarea tensiunii de tăiere a tunului respectiv (se consideră nivelul de negru egal cu nivelul de stingere).

Cea de-a doua condiţie, impusă de reproducerea corectă a unei imagini alb-negru pe ecranul unui tub cinescop color, este redarea albului fără tentă de culoare. Pentru realizarea acestei condiţii, curenţii de fascicul pentru fiecare culoare primară trebuie să asigure strălucirile luminoforilor în raportul im-

pus de sintetizarea luminii albe. Datorită eficienţelor diferite ale luminoforilor şi amplificărilor diferite ale tunurilor electronice, reglajul albului se face subiectiv, modificînd amplitudinile semnalelor video de culoare ce comandă catozii tubului cinescop color. Astfel pentru tubul cinescop color A 56—701 X, pentru redarea zonelor albe, curentul de fascicul de roşu contribuie cu 37%, cel de verde cu 26% şi cel de albastru cu 37%, din valoarea totală a curentului anodic.

3.9. Rezistenţe variabile

În aparatura electronică, în foarte multe situaţii, se impune modificarea valorii unei rezistenţe dintr-un circuit, pentru efectuarea unui reglaj, pentru compensarea toleranţelor altor componente etc. Pentru aceste operaţiuni sînt utilizate rezistenţele variabile, care se pot clasifica în două grupe, după modul de utilizare:

— potenţiometre
— rezistenţe semireglabile

Potenţiometrele sînt rezistenţele variabile încapsulate sau neîncapsulate care sînt acţionate în mod curent de utilizatorul aparatului, reglajul lor fiind accesibil din exterior.

Rezistenţele semireglabile sînt rezistenţele variabile utilizate numai pentru reglajele obligatorii, impuse de buna funcţionare a circuitelor electronice.

Principial, construcţia rezistenţelor variabile este aceiaşi indiferent de utilizarea lor. În fig. 3.54 a, este prezentată o rezistenţă variabilă. Ea este alcătuită din două părţi principale şi anume:

— elementul rezistiv, depus pe un suport semicircular sau liniar.
— cursorul.

Elementul rezistiv este de obicei o peliculă rezistivă pe bază de carbon, depusă pe un suport izolator din pertinax. Capetele suportului, care are forma unei potcoave, sau are formă liniară, sînt argintate. Pe acestea sînt capsate două terminale, pentru conectarea în circuit a celor două capete ale rezistenţei. Pe pelicula rezistivă se mişcă circular sau liniar o lamelă elastică metalică, care face contact la elementul rezistiv într-un punct. Contactul poate fi direct metal pe pelicula de carbon, sau prin intermediul unei pastile din grafit, cu rezistenţă mică. Cursorul este conectat la un terminal distinct.

Rezistenţa dintre un capăt al elementului rezistiv şi punctul de contact al cursorului se modifică, de la zero la valoarea maximă, prin deplasarea cursorului.

Rezistenţa semireglabilă poate fi folosită în două moduri:

— ca rezistenţă variabilă (fig. 3.55.*a*)
— montaj potenţiometric (fig. 3.55.*b*)

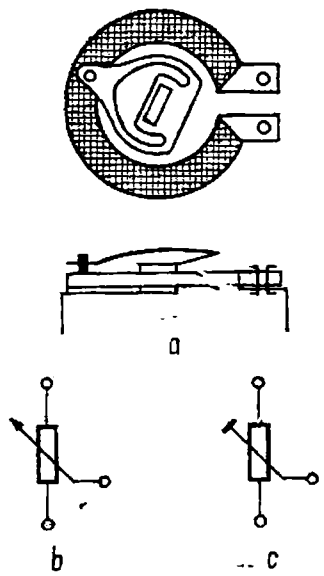


Fig. 3.54. *a* — Construcţia unei rezistenţe variabile: *b* — Simbol grafic pentru un potenţiometru: *c* — Simbol grafic pentru o rezistenţă semireglabilă.

În configurația din fig. 3.55. *b* rezistența semireglabilă este folosită ca divizor rezistiv reglabil, deci cu raport de divizare variabil.

După modul de variație a rezistenței peliculei, depuse pe suport, funcție de unghiul de rotire sau deplasarea liniară a cursorului, întîlnim rezistențe variabile liniare și rezistențe variabile logaritmice. Legea de variație a rezis-

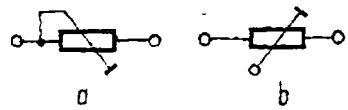


Fig. 3.55. *a* — Rezistență semireglabilă utilizată ca rezistență variabilă; *b* — Rezistență semireglabilă utilizată în montaj potențiometric.

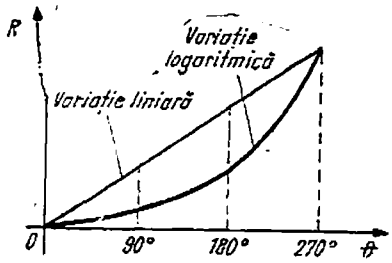


Fig. 3.56. Modul de variație al rezistenței peliculei depuse pe suportul izolator.

tenței este prezentată în fig. 3.56. Rezistențele variabile logaritmice sînt utilizate numai în anumite cazuri, cum ar fi pentru reglajul volumului în cazul redării sunetului, sau pentru comanda acordului cu diode varicap în RR sau TV.

Potențiometrii pot fi, funcție de modul de acționare, rotativi sau liniari (fig. 3.57). Pentru cazuri deosebite, în special în stereofonie, potențiometrele pot fi executate duble (fig. 3.58). Pentru asigurarea unor performanțe superioare și anume, pentru asigurarea corecției fiziologice, funcție de volumul sonor

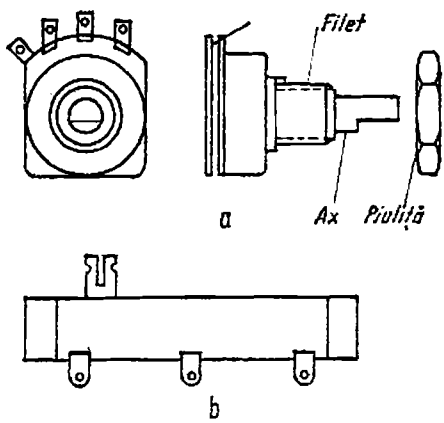


Fig. 3.57. *a* — Potențiometru rotativ; *b* — Potențiometru rectiliniu.

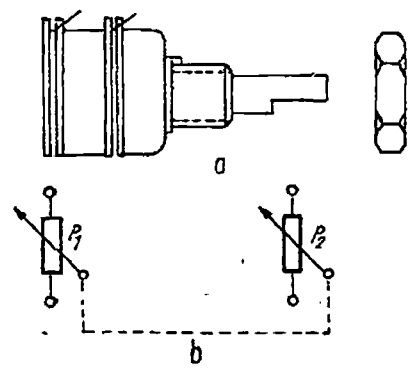


Fig. 3.58. *a* — Potențiometru rotativ dublu; *b* — Reprezentarea în schemele electrice.

reglat, se execută potențiometre de volum, cu variație logaritmică și cu prize (între una și trei prize). În fig. 3.59 este prezentată figurarea în schemele electrice a potențiometrului cu prize.

Puterile maxime disipate ale rezistenței variabile sînt mici, nedepășind 0,2÷0,25 W. În cazul în care rezistența variabilă trebuie să disipe puteri mari se folosesc rezistențe bobinate. Pe un suport rectiliniu sau circular se bobinează un fir rezistiv, iar cursorul va călca pe spirele bobinajului. Puterile disipate, sînt foarte diferite, execuțiile practice fiind, în general, destinate unor scopuri bine determinate.

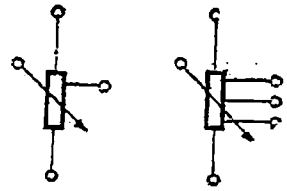


Fig. 3.59. Figurarea în schemele electrice a potențiometrelor cu prize.

3.10. Siguranțe fuzibile

Siguranțele fuzibile sînt utilizate pentru protecția aparatelor electrice, echipamentelor electronice și elementelor componente ale acestora. Siguranțele se plasează în circuitul de alimentare, al etajului ce trebuie protejat sau al aparatului, pentru a fi parcurse de curentul de alimentare. În situația în care apare un defect ce duce la creșterea consumului (a curentului de alimentare) siguranța se întrerupe.

Pentru o protejare eficientă a aparaturii electronice siguranțele utilizate trebuie să fie cele indicate de producător.

După modul de funcționare și de ardere siguranțele pot fi:

— foarte rapide, simbol FF
— rapide, simbol F
— semitemporizate, simbol M
— temporizate, simbol T
— foarte temporizate, simbol TT

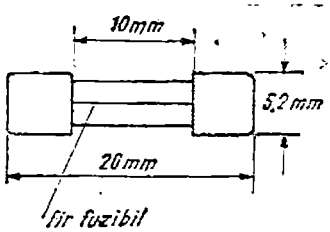


Fig. 3.60. Forma și dimensiunile unei siguranțe fuzibile.

Constructiv siguranțele fuzibile sînt standardizate, avînd forma și dimensiunile din fig. 3.60

Cele mai utilizate tipuri de siguranțe fuzibile sînt cele rapide și cele temporizate.

Parametrul care definește o siguranță este curentul nominal *(In)*, care este curentul suportat de siguranță timp îndelungat, fără deteriorări și fără depășirea încălzirii prescrise.

Una din caracteristicile importante ale siguranțelor fuzibile este caracteristica timp-curent, care reprezintă durata de funcționare a siguranței, dependentă de curentul ce o parcurge. Această curbă poate fi dată și prin puncte, caracteristice fiind comportările la 2 *In* 2,1 *In*, 2,5 *In*, 2,75 *In*, 4 *In* și 10 *In*.

Vom da în continuare timpii de ardere ai siguranțelor fuzibile rapide și temporizate.

Tabelul 3.1.

Caracteristica timp-curent pentru siguranțele rapide (F)

Curent nominal	2,1 *In*		2,75 *In*		4 *In*		10 *In*	
	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.
In ≤ 100 mA	—	30 min.	10 ms.	500 ms.	3 ms.	100 ms.	—	10 ms.
In > 100 mA	—	30 min.	50 ms.	2 s.	10 ms.	300 ms.	—	20 ms.

Tabelul 3.2.

Caracteristica timp-curent pentru siguranțele temporizate (T)

Curent nominal	2,1 *In*		2,5 *In*		4 *In*		10 *In*	
	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.
In≤ 100 mA	—	2 min.	200 ms	10 s	40 ms	3 s	10 ms	300 ms
In> 100 mA	—	2 min.	600 ms	10 s	150 ms	3 s	20 ms	300 ms

Din caracteristicile timp-curent se desprind următoarele observații:

— siguranțele rapide se întrerup foarte greu la curenții ce depășesc puțin curentul nominal, putînd rezista maxim 30 min. la 2,1 *In*. În timp ce siguranțele temporizate trebuie să se întrerupă sub 2 min, la un curent de 2,1 *In*.

— siguranțele rapide au timpi de întrerupere mici la curenți mari ce depășesc 2,75 *In*, în timp ce siguranțele temporizate trebuie să aibă timpi mult mai mari de întrerupere la aceleași valori de curent.

Comportarea deosebită a siguranțelor temporizate se poate rezuma în următoarele:

— trebuie să nu se întrerupă la curenți mari de pornire ai aparatelor (fiind plasate pe tensiunea de rețea).

— trebuie să se întrerupă repede, sub 2 min. la un curent de 2,1 *In*.

Din acest motiv, siguranțele fuzibile temporizate impun condiții și soluții deosebite de execuție și construcție și nu pot fi înlocuite cu siguranțe fuzibile rapide.

Capitolul 4

Circuite de bază utilizate în radio-TV

4.1. Circuite oscilante

4.1.1. Generalități

Circuitele oscilante, numite și acordate, conțin în principiu o inductanță și o capacitate montate în serie sau în paralel. Ele constituie circuite elementare de bază cu multiple utilizări în selectarea unor anumite frecvențe sau rejectarea (înlăturarea) lor.

Pentru o bună înțelegere a funcționării lor, presupunem circuitul din fig. 4.1. unde condensatorul C prin poziția *1* a comutatorului poate fi încărcat de la sursa de tensiune U, cu energia electrică:

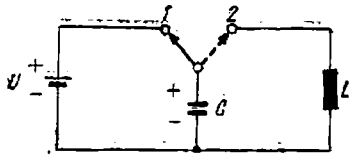


Fig. 4.1. Circuit oscilant.

$$W_c = \frac{1}{2} C U^2.$$

Dacă la momentul t_0 comutatorul trece în poziția *2*, energia acumulată de condensator tinde să scadă, adică capacitorul va începe să se descarce prin bobină printr-un curent i care va crește încet datorită fenomenului de autoinducție al bobinei. (fig. 4.2) La momentul t_1 condensatorul va fi descărcat complet iar curentul va atinge valoarea maximă I_M. Toată energia va fi acumulată în bobină sub formă de energie magnetică:

$$W_L = \frac{1}{2} L I_M^2.$$

Deși condensatorul este complet descărcat, curentul prin circuit va continua în același sens datorită forței electromotoare de autoinducție a bobinei sau cum se spune în termeni practici, bobina tinde să „lungească" curentul.

În intervalul t_1—t_2, energia magnetică a bobinei se transferă printr-un curent din ce în ce mai mic în condensator, pe care-l încarcă cu tensiune de semn contrar. La momentul t_2, curentul prin circuit încetează și condensatorul este încărcat cu o tensiune egală a aceea de la t_0, dar de semn contrar. În continuare, în intervalul t_2—t_3 condensatorul se va descărca, iar bobina va acumula energie magnetică.

Sensul curentului va fi invers datorită polarității tensiunii pe condensator. De asemenea și tensiunea electromotoare de autoinducție a bobinei va

fi de semn contrar intervalului $t_0 - t_2$. lucru marcat pe desen prin puncte care precizează borna „polarizată" a bobinei. Se ajunge astfel ca la momentul t_3. curentul să atingă maximum negativ şi tensiunea pe condensator va fi nulă. Procesul continuă la nesfîrşit dacă se consideră că rezistenţele de pierderi sînt nule. Acest proces de transfer al energiei între condensator şi bobină produce o

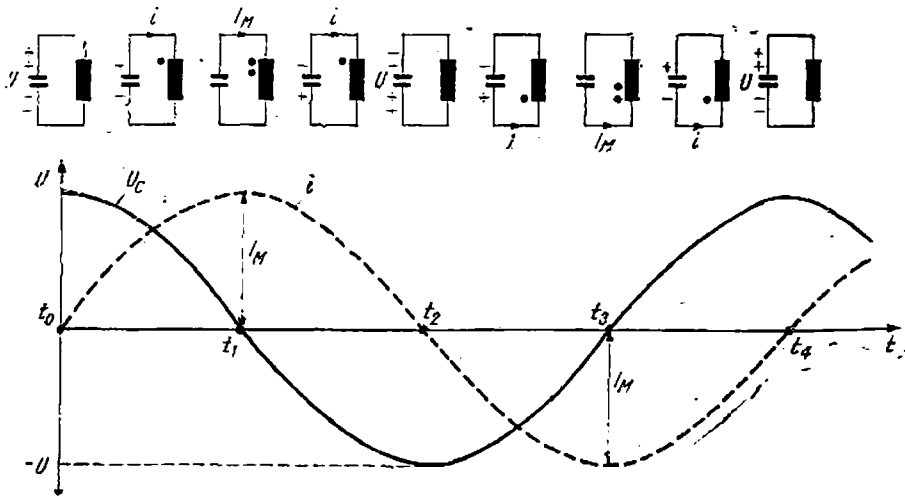


Fig. 4.2. Oscilaţiile curentului şi tensiunii.

oscilaţie electromagnetică de unde şi denumirea, pentru circuitul LC descris, de circuit oscilant. Întrucît oscilaţia se produce fără nici o intervenţie din exterior, ea se mai numeşte şi oscilaţie liberă.

Circuitul fiind presupus ideal, adică fără pierderi, amplitudinile curentului şi tensiunii rămîn constante în timp. Practic însă, o parte din energia iniţială se transformă în energie termică datorită rezistenţelor proprii ale circuitului, astfel că oscilaţiile vor fi amortizate şi după un timp vor înceta cu totul. Pentru întreţinerea lor, circuitul va trebui conectat la un generator care să „pompeze" o cantitate de energie egală cu aceea consumată prin efectul termic. Injecţia de energie compensatorie va trebui să se facă în acelaşi ritm cu cel al oscilaţiilor. Intervalul de timp (t_0—t_4), în care are loc o oscilaţie completă, se numeşte perioadă şi se notează cu T. Inversul acestei mărimi este frecvenţa proprie a oscilaţiei. Ea depinde de parametrii L, C fiind dată de formula lui Thomson:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \tag{4.1}$$

4.1.2. Circuitul oscilant serie

Se realizează prin montarea în serie a generatorului, inductanţei şi capacitorului. Rezistenţa R poate fi considerată ca o rezistenţă fizică sau ca rezistenţă internă a generatorului. De asemenea se evidenţiază rezistenţa de pierderi a elementelor L, C unde ponderea principală o are bobina (R_L) (fig. 4.3).

Bobina prezintă o reactanță inductivă $X_L = \omega L$ iar capacitorul o reactanță capacitivă $X_c = -1/\omega C$. Impedanța circuitului este:

$$Z = \sqrt{(R + R_L)^2 + \left(L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \qquad (4.2)$$

Variația reactanțelor cu frecvența este reprezentată în fig. 4.3 *b*. Există o frecvență la care cele două reactanțe sînt egale în valoare absolută. Aceasta este frecvența de rezonanță f_0 dată de relația (4.1). Impedanța circuitului

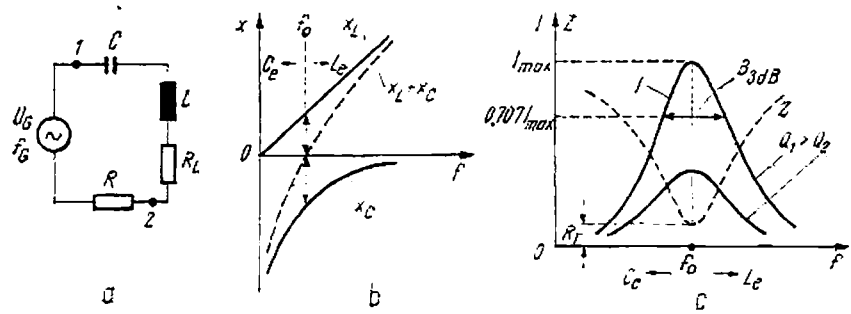


Fig. 4.3. Circuitul oscilant serie: *a* — schema electrică; *b* — variația reactanței cu frecvența; *c* — curbele de rezonanță.

atunci cînd frecvența generatorului f_0 coincide cu frecvența proprie de rezonanță este minimă și egală cu $Z_0 = R + R_L$. Circuitul se va comporta rezistiv. Dacă $f_G > f_0$, circuitul se va comporta inductiv, iar pentru $f_G < f_0$ comportarea va fi capacitivă.

Curentul prin circuit va fi maxim la frecvența de rezonanță. Reprezentarea grafică a variației curentului în jurul frecvenței de rezonanță se numește curbă de rezonanță (fig. 4.3 *c*).

Raportul dintre mărimea reactanțelor la frecvența de rezonanță (egale) și rezistența totală a circuitului poartă numele de factor de calitate:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_T} = \frac{1}{\omega_0 R_T C} \qquad R_T = R + R_L. \qquad (4.3)$$

Cu cît factorul de calitatea este mai mare cu atît curba de rezonanță este mai ascuțită și curentul la rezonanță mai mare. În fig. 4.3 *c* s-au reprezentat spre exemplificare două curbe cu factori de calitate diferiți. O caracteristică importantă este banda de trecere la o atenuare de —3 dB, definită ca fiind intervalul de frecvență în care amplitudinea curentului scade la 0,707 din valoarea sa maximă:

$$B_{3dB} = \frac{f_0}{Q}. \qquad (4.4)$$

Se vede că proprietățile selective ale circuitului serie sînt invers proporționale cu factorul de calitate pentru aceeași frecvență de rezonanță. De aceea, în situațiile care impun benzi de trecere înguste, generatorul nu se cuplează direct pentru a nu reduce factorul de calitate. Calculînd tensiunea la bornele

bobinei sau capacitorului (la rezonanță) în funcție de tensiunea generatorului U_G, obținem:

$$U_L = \frac{\omega_0 L}{R_T} U_G = Q \cdot U_G$$
$$U_C = -\frac{1}{\omega_{0C}} \cdot \frac{1}{R_T} \cdot U_G = -QU_G \tag{4.5}$$

Se poate trage concluzia că la frecvența de rezonanță, tensiunile pe L și C sînt în antifază și de Q ori mai mari ca tensiunea generatorului.

De aceea, rezonanța este o rezonanță de tensiune, iar Q se mai numește și factor de supratensiune al circuitului.

Datorită proprietății de a prezenta o impedanță minimă la frecvența de rezonanță, circuitele serie se utilizează cu precădere ca circuite de rejecție.

4.1.3. Circuitul oscilant derivație

Prin conectarea în paralel a generatorului de semnal cu inductanța și capacitorul, se obține un circuit oscilant derivație. Pierderile circuitului sînt considerate, în principal, ca fiind date de bobină și de aceea ele apar în serie (R_L). R_G este rezistența internă a generatorului (fig. 4.4 *a*).

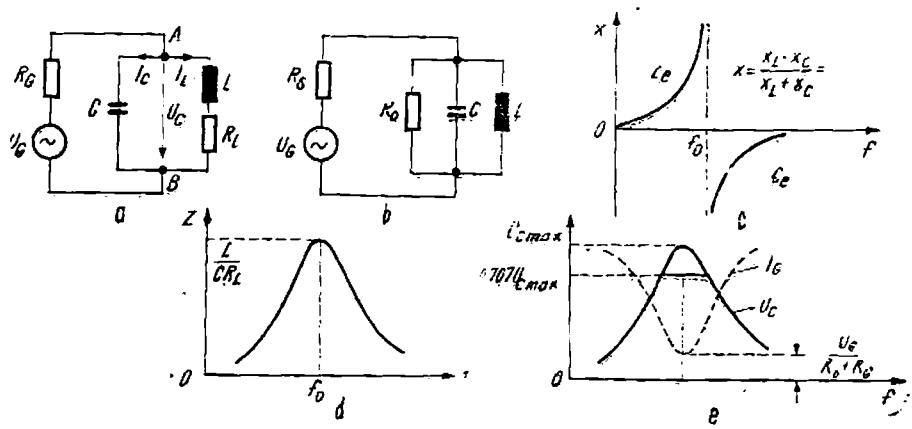


Fig. 4.4. Circuitul oscilant derivație: *a* — schema electrică; *b* — schema echivalentă; *c* — variația reactanței cu frecvența; *d* — variația impedanței cu frecvența; *e* — variația curentului și tensiunii cu frecvența.

Dacă considerăm circuitul ideal, fără pierderi ($R_L = 0$), impedanța lui va fi pur reactivă:

$$X = \frac{X_L \cdot X_C}{X_L + X_C}; \quad X_L = \omega L; \quad X_C = -\frac{1}{\omega C} \tag{4.6}$$

Există o frecvență la care $X_L + X_C = 0$ și impedanța echivalentă este infinită. Aceasta este frecvența de rezonanță f_0 și e dată de aceeași relație (4.1). În fig. 4.4 *c* s-a reprezentat variația reactanței cu frecvența. La frecvențe $f < f_0$, circuitul se comportă inductiv iar pentru $f > f_0$, capacitiv (adică invers decît circuitul serie).

Curentul prin bobină este defazat cu 90° în urma tensiunii, iar prin capacitor cu 90° înaintea aceleași tensiuni (reactanțele sînt în paralel și de semne contrare).

La frecvența de rezonanță cei doi curenți I_L și I_C sînt egali și de semn contrar. În această situație curentul total I_G este nul și deci reactanța echivalentă infinită. De aceea, această rezonanță se mai numește și rezonanță de curent.

În realitate pierderile nu sînt nule și condiția $X_L + X_C = 0$ nu mai reprezintă rezonanța. Ea se obține prin modificarea în limite mici a frecvenței generatorului sau a elementelor circuitului.

Considerînd că rezistența de pierderi R_L este mult mai mică ca reactanțele bobinei și capacitorului, impedanța circuitului la rezonanță este pur rezistivă și egală cu:

$$R_0 = \frac{L}{CR_L}. \tag{4.6}$$

Variația impedanței cu frecvența este prezentată în fig. 4.4 *d*.

Impedanța R_0 se mai poate scrie:

$$R_0 = \frac{L}{CR_L} = \frac{\omega_0 L}{\omega_0 CR_L} = \frac{(\omega_0 L)^2}{R_L} = \omega_0 LQ = \frac{Q}{\omega_0 C}.$$

Factorul Q este factorul de calitate al circuitului și el arată de cîte ori curenții I_L și I_C sînt mai mari ca I_G, la rezonanță. Expresia lui este:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_L} = \frac{1}{\omega_0 R_L C}; \quad Q = \frac{R_0}{\omega_0 L} = \omega_0 CR_0. \tag{4.7}$$

Pe baza celor arătate mai sus, circuitul derivație se poate considera ca fiind format din L și C fără pierderi, avînd în paralel o rezistență R_0 dată de relația (4.6). Prin această rezistență, la rezonanță, va circula un curent $I_G = U_G/R_G + R_0$ care este în fază cu tensiunea U_G. (fig. 4.4 *b*) Variația curentului absorbit de la generator (I_G) și tensiunea la bornele AB ale circuitului sînt prezentate în fig. 4.4 *c*. La frecvența de rezonanță curentul este minim iar tensiunea la borne maximă. Datorită acestor proprietăți, circuitele derivație se utilizează atît ca circuite de rejecție cît și ca circuite de sarcină în etajele amplificatoare.

Pe curbele din fig. 4.4 *c* se poate defini ca și la circuitul serie o bandă de trecere a circuitului. Aceasta este plaja de frecvență din jurul rezonanței unde tensiunea la borne scade la 0,707 din valoarea maximă:

$$B_{3dB} = \frac{f_0}{Q}. \tag{4.8}$$

4.2. Filtre electrice

Prin filtru electric se înțelege un dispozitiv care lasă să treacă oscilațiile cu o anumită frecvență, cu atenuare mică, iar oscilațiile cu alte frecvențe, cu o atenuare mare. Frecvențele care sînt lăsate să treacă formează banda de trecere a filtrului iar cele care sînt reținute, banda de oprire.

În funcție de plasarea benzii de trecere pe scara frecvențelor distingem:

1. Filtre trece jos (FTJ) care lasă să treacă frecvențele de la zero pînă la o anumită frecvență, numită frecvență de tăiere f_t.

2. Filtre trece bandă (FTB) care au banda de trecere între două frecvențe de tăiere f_{t_1} și f_{t_2}.

3. Filtre trece sus (FTS) care lasă să treacă frecvențele care depășesc o anumită frecvență de tăiere f_t.

4. Filtre oprește bandă (FOB) care atenuează frecvențele cuprinse într-un interval de la f_{t_1} la f_{t_2}.

În fig. 4.5 se prezintă caracteristicile de atenuare și trecere ale acestor filtre.

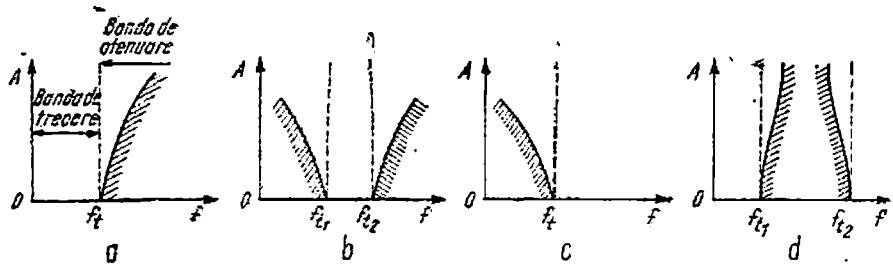


Fig. 4.5. Caracteristicile de atenuare ale filtrelor: *a* — FTJ; *b* — FTB; *c* — FTS; *d* — FOB.

Cele mai simple filtre sînt reactanțele și combinațiile lor. Astfel căderea de tensiune pe o bobină este cu atît mai mică cu cît este mai mică frecvența, iar pe condensator, din contră, este cu atît mai mică cu cît frecvența este mai mare. Deci bobina conectată în serie cu un circuit poate servi drept filtru trece jos iar condensatorul ca filtru trece sus. De asemenea, circuitele rezonante serie și paralel în funcție de modul de conectare pot fi utilizate ca FTB sau FOB. Nici unul dintre aceste circuite nu permite delimitarea clară a frecvențelor care trebuie să treacă sau să fie reținute.

Performanțe superioare se obțin prin utilizarea filtrelor sub formă de cuadripol, unde reactanțele sînt legate în configurații T, Γ și Π (fig. 4.6).

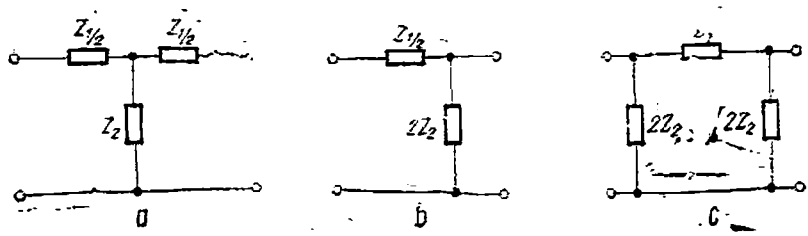


Fig. 4.6. Celule de filtre electrice: *a* — tip T; *b* — tip Γ; *c* — tip Π.

Un filtru se consideră adaptat la intrare și ieșire, dacă impedanța de sarcină și impedanța internă a generatorului sînt egale cu impedanța caracteristică Z_0. Aceasta reprezintă media geometrică a impedanțelor de intrare măsurate cu ieșirea în scurtcircuit și în gol. Ea este dependentă de frecvență.

Dacă considerăm că filtrul are ca sarcină impedanța caracteristică Z_0, atunci aceasta în banda de atenuare se comportă pur reactiv și generatorul nu va transmite putere activă în sarcină. În banda de trecere, Z_0 este pur rezistivă și atunci toată puterea se va transmite în sarcină. În realitate, deoarece elementele filtrului nu sînt reactanțe pure, se produc pierderi de semnal în banda de trecere.

4.2.1. Filtre de tip K

Dacă la filtrele din fig. 4.6 impedanțele Z_1 și Z_2 îndeplinesc condiția

$$Z_1 \cdot Z_2 = K \tag{4.9}$$

unde K este o constantă, filtrele se numesc de tipul K-constant.

În fig. 4.7 se prezintă celule de tip K în configurație T și Π.

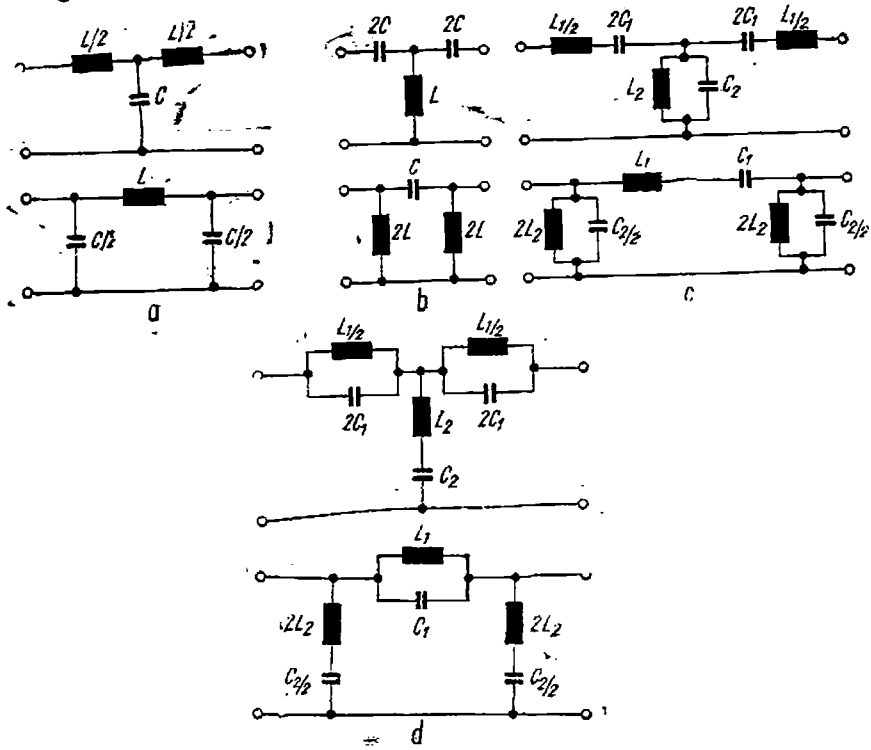


Fig. 4.7. Scheme de principiu ale filtrelor K-constant; a — FTJ; b — FTS; c — FTB; d — FOB.

Caracteristicile de atenuare ale acestor filtre sînt de tipul prezentat în fig. 4.5.

Funcționarea FTJ se bazează pe conectarea în serie a inductanțelor care lasă să treacă frecvențele joase și pe conectarea transversală a capacitoarelor care atenuează frecvențele înalte.

La FTS, dispunerea elementelor este inversă ca la FTJ. Inductanțele sînt montate transversal atenuînd frecvențele joase iar capacitoarele în serie lasă să treacă frecvențele înalte.

Filtrele trece bandă cuprind circuite rezonante serie și derivație. Pentru frecvențe cuprinse între f_{t_1} și f_{t_2}, aceste circuite sînt la rezonanță și datorită modului de conectare permit trecerea semnalelor spre ieșire. Pentru frecvențe mai mici ca f_{t_1} și mai mari ca f_{t_2}, circuitele serie prezintă impedanțe mari iar circuitele derivație, impedanțe mici și astfel semnalele care ajung la ieșire sînt puternic atenuate.

Filtrele oprește bandă sînt caracterizate printr-o construcție inversă. Dacă atenuarea în afara benzii de trecere obținută cu o celulă de filtraj

este insuficientă, în practică se pot folosi mai multe celule de același tip montate în cascadă.

Domeniile de aplicație ale filtrelor în radioelectronică sînt vaste. Dintre acestea enumerăm cîteva: filtrajul tensiunilor redresate, protecția la paraziți industriali care pătrund pe rețea, reducerea radiațiilor etajelor finale de linii și ale oscilatorului local TV, circuite de sarcină pentru amplificatoarele de FI și RF, separarea domeniilor FIF și UIF etc.

4.2.2. Filtre cu undă de suprafață (FUS)

Cercetările în domeniul componentelor active care au dus la elaborarea tranzistorului și a circuitelor integrate au impus eforturi sporite pentru miniaturizarea și fiabilizarea circuitelor de selectivitate. Astfel încă din anii 1963—1965 se fabrică filtre ceramice pentru FI-MA (455 kHz) cu banda de trecere de 3—6 kHz și selectivitatea de 12—15 dB la ± 9 kHz. Din 1970—1971 se fabrică în serie filtre ceramice pentru FI—MF(10,7 MHz), precum și filtre pentru calea de sunet TV cu frecvența centrală de 4,5—5,5—6,5 MHz. Banda de trecere este de 200—300 kHz la —3 dB, iar selectivitatea de 20—30 dB la ± 300 kHz, fiind superioare unui filtru LC cu 2 circuite acordate.

Datorită caracteristicilor curbei de selectivitate FI—VS a televizoarelor, nu se pot realiza rezonatoare ceramice de volum ca cele de mai sus. Cercetările din ultimii 10 ani au condus pînă la urmă la realizarea în 1977 a unui filtru de selectivitate concentrată bazat pe efectul undelor mecanice de suprafață care se propagă la suprafața unei plăcuțe din material cristalin piezoelectric (niobat de litiu). Acesta este numit filtru cu unde de suprafață — FUS.

La capetele cristalului există două traductoare care, datorită formei lor, se numesc traductoare interdigitale. Acestea se obțin prin fotocoroziunea unui strat de aluminiu depus în vid. Rezultă două zone conductoare care se întrepătrund sub formă de pieptene (fig. 4.8 *a*).

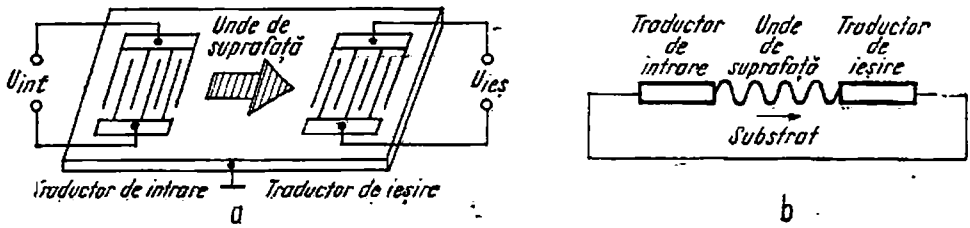


Fig. 4.8. Filtru cu undă de suprafață (FUS): *a*—schemă constructivă; *b*—secțiune transversală.

Tensiunea de FI — video-sunet se aplică pe traductorul de intrare care pune prin efect piezoelectric în mișcare ondulatorie suprafața substratului de sub traductor. Undele generate se propagă la suprafață și ajung la traductorul de ieșire unde energia mecanică se transformă în energie electrică (fig. 4.8 *b*). Efectul de selectivitate se obține prin forma și structura electrozilor celor două traductoare ca și prin parametrii fizici ai substratului care determină viteza de propagare pe suprafață.

Protecția la mediul înconjurător este asigurată de o capsulă care va avea 5 contacte: două pentru intrare, două pentru ieșire și unul de masă. Curba de selectivitate are formele flancurilor de imagine și sunet conforme cu standardul pentru care au fost construite. Atenuarea sunetului propriu este de 20 — 24 dB,

far atenuarea în afara benzii mai bună 40 dB. În fig. 4,9 se prezintă simbolul și modul de conectare. În diferite documentații, notația prescurtată este QFW (germană) sau SWF (engleză).

De mare importanță în utilizarea lor este adaptarea, care dacă nu e corect făcută pot apare reflexii. Astfel, cunoscînd că timpul de tranzit al semna-

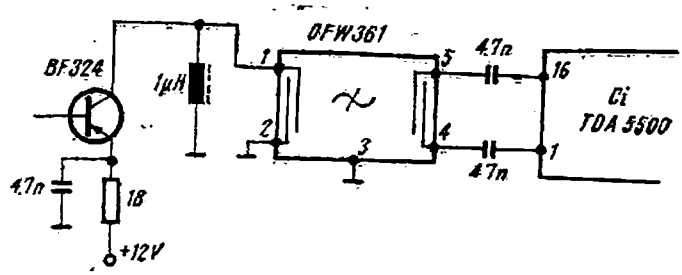


Fig. 4.9. Schemă de utilizare pentru FUS.

lului prin FUS este de 1.5 μs, în cazul unei reflexii care presupune parcurgerea traseului intrare-ieșire de cel puțin de 3 ori, apare un semnal de ecou la 4,5 μs după imaginea originală. Aceasta, la un ecran de 66 cm diagonala, înseamnă o distanță de 36 mm. Efectul, numit efect de „postreflexie", apare datorită neadaptării dintre ieșirea FUS și intrarea circuitului intergat.

Un alt efect secundar care poate deranja calitatea imaginii este așa-numita „antereflexie" adică apariția unei imagini false cu 8—13 mm (în funcție de TK) înaintea imaginii reale. Cauza este un cuplaj parazit între intrare și ieșire prin care semnalul ajunge și direct.

4.3. Etaje compuse cu tranzistoare bipolare

Frecvent în schemele de amplificatoare se întîlnesc grupuri de cîte două tranzistoare care se tratează ca un etaj „compus". Polarizarea lor este inseparabilă. În continuare se vor trata cele mai uzuale combinații.

4.3.1. Conexiunea Darlington

Prezintă o combinație de două tranzistoare NPN sau PNP — NPN prin care se obțin tranzistoare echivalente cu parametrii greu de realizat prin procedeele tehnologice uzuale (fig. 4.10).

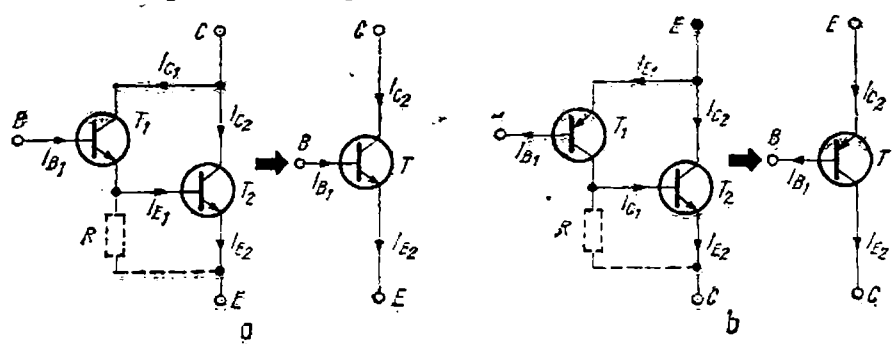


Fig. 4.10. Conexiunea Darlington: *a* — tip NPN; *b* — tip PNP.

Dacă ne referim la combinația din fig. 4.10 și considerăm că cele două tranzistoare au factorii de amplificare în curent β_1 și β_2 putem scrie:

$$\beta_1 = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} \simeq \frac{I_{E1}}{I_{B1}}; \qquad \beta_2 = \frac{I_{C2}}{I_{E1}}.$$

În montajele utilizate în practică T_2 este un tranzistor de putere mare iar T_1 un tranzistor de mică putere, astfel că putem considera $I_{C2} \gg I_{C1}$. Grupul de tranzistoare poate fi echivalat cu un tranzistor NPN, avînd factorul de amplificare:

$$\beta_e = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{I_{E1}}{I_{B1}} \cdot \frac{I_{C2}}{I_{E1}} = \beta_1 \cdot \beta_2. \tag{4.10}$$

Pentru combinația din fig. 4.10 *b* în ipoteza practică $I_{C2} \gg I_{E1}$ avem:

$$\beta_1 = \frac{I_{C1}}{I_{B1}}; \qquad \beta_2 = \frac{I_{C2}}{I_{C1}}.$$

Tranzistorul echivalent va avea factorul de amplificare:

$$\beta_e = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} \cdot \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \beta_1 \cdot \beta_2.$$

Datorită sensurilor curenților prin T_1, are loc o inversare de tip, tranzistorul echivalent fiind de polaritate PNP.

Deci prin conectarea în montaj Darlington a două tranzistoare, se obține un tranzistor echivalent cu factorul de amplificare în curent egal cu produsul factorilor de amplificare (β) ai celor două tranzistoare. Tranzistorul echivalent se poate utiliza în toate cele trei conexiuni: EC, BC, CC.

Deoarece curenții de colector ai celor două tranzistoare sînt mult diferiți, se montează o rezistență R care joacă rolul de generator de curent: U_{BE2}/R. Montajul Darlington are multiple utilizări practice în schemele unde se cere o impedanță mare de intrare combinată cu o amplificare mare de curent. Deoarece tranzistoarele de putere mare au β mic, prin montarea acestora în conexiune Darlington cu un tranzistor de mică putere cu β mare, se poate obține un tranzistor echivalent de putere cu β mare. Cazul tipic în acest sens îl constituie tranzistorul regulator serie din stabilizatoarele de tensiune.

Etajele finale în contratimp de mare putere presupun de regulă o simetrie complementară, adică utilizarea unei perechi de tranzistoare NPN — PNP cu parametrii sortați. Tranzistoarele de putere uzuale sînt în majoritate de tip NPN. Complementarele lor, de tip PNP sînt mai greu de realizat și deci sînt costisitoare, în plus apar și probleme de împerechere. Prin conectarea unui singur tip de tranzistoare de putere NPN în montaj Darlington împreună cu tranzistoare de mică sau medie putere NPN — PNP, se pot realiza etaje finale complementare economice.

4.3.2. Etajul cascod

Etajul cascod constă într-o combinație de două tranzistoare care lucrează în conexiunile EC și BC. Referindu-ne la fig. 4.11, tranzistorul T_2 are emitorul la masă în c.a. prin C_4 iar în colector se găsește montat ca sarcină (activă) tranzistorul T_1.

Intrarea tranzistorului T_1 este pe emitor, iar baza este la masă în c.a. prin condensatorul de decuplare C_2. Datorită acestei configurații, capacitatea de transfer invers sau de reacție dintre ieșire și intrare este mult redusă și astfel

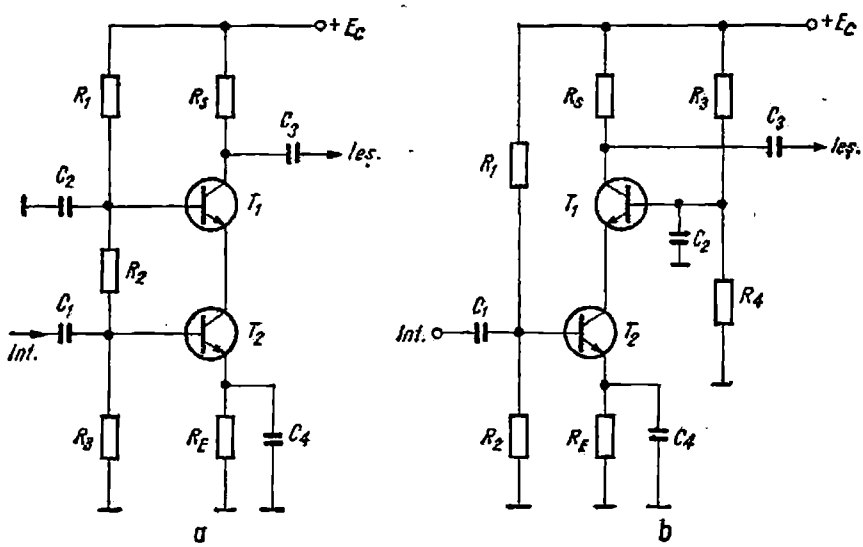


Fig. 4.11. Etajul cascod: *a*, *b* — variante de polarizare.

stabilitatea etajului la oscilații parazite este mult mărită. Aceasta face ca etajul să fie folosit cu precădere în amplificatoarele de RF. Amplificarea în tensiune și rezistență de ieșire sînt foarte mari.

În fig. 4.11 se prezintă două moduri de polarizare a etajului cascod.

4.4. Oscilatoare sinusoidale

Oscilatoarele sinusoidale numite și oscilatoare armonice, generează un semnal cu această formă utilizînd ca sursă primară a puterii debitate într-o sarcină R_s, bateria de alimentare E_A (fig. 4.12 *a*).

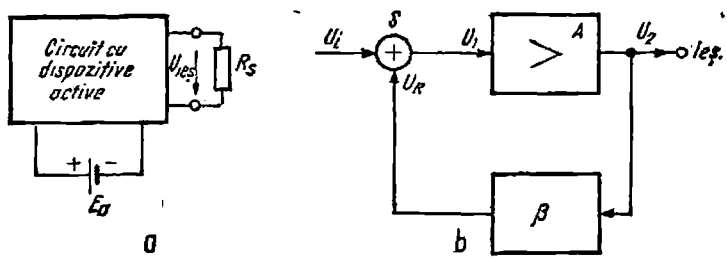


Fig. 4.12. Schema bloc a oscilatorului cu reacție pozitivă:
a — sarcina și sursa primară a puterii; *b* — principiul reacției.

Funcționarea se bazează pe conectarea unui element amplificator într-o buclă de reacție pozitivă (fig. 4.12 *b*). Amplificatorul și rețeaua de reacție sînt circuite liniare pentru care putem scrie:

$$U_2 = A \cdot U_1 \qquad \text{și} \qquad U_R = \beta \cdot U_2$$

unde A este amplificarea proprie (fără reacție) a amplificatorului iar β este coeficientul de reacție.

Presupunem că din exterior (de exemplu de la un generator) se aplică un semnal U_i care prin sumatorul S, ajunge la intrarea amplificatorului. Acesta îl amplifică la valoarea U_2.

Rețeaua de reacție preia o fracțiune β din tensiunea U_2, formînd tensiunea de reacție U_R care prin sumator se aplică amplificatorului. La intrarea amplificatorului ca rezultat al montajului în buclă apare semnalul $U_1 = U_i + U_R$. Amplificarea în prezența reacției va fi:

$$A_R = \frac{U_2}{U_i} = \frac{U_2}{U_1 - U_R} = \frac{A}{1 - \beta A}. \tag{4.11}$$

Atunci cînd tensiunea U_R este în antifază cu tensiunea aplicată din exterior (U_i), reacția este negativă și efectul este de scădere al amplificării. Acesta este cazul amplificatoarelor cu reacție. Dacă însă tensiunea U_R este în fază cu tensiunea U_i, reacția devine pozitivă, avînd ca rezultat mărirea amplificării. Prin dimensionarea rețelei de reacție se poate stabili un nivel de tensiune U_R care în absența semnalului exterior, să producă la ieșirea amplificatorului aceeași tensiune U_2. Aceasta este condiția de amorsare a oscilațiilor. Ea are loc cînd în relația 4.11 avem $\beta A = 1$, adică amplificarea cu reacție devine infinită. Semnificația fizică a acestei amplificări, constă în faptul că în anumite condiții există semnal la ieșirea amplificatorului chiar în absența semnalului extern aplicat la intrarea lui. În practică, amorsarea oscilațiilor are loc la cuplarea tensiunii de alimentare.

Rețele de reacție conțin elemente reactive și întreținerea oscilațiilor proprii se face prin transferul de energie pe calea reacției pozitive. Deoarece semnalul sinusoidal este singurul semnal care își reproduce forma după ce a parcurs un circuit liniar cu elemente reactive, circuitul va genera numai semnale de acest tip și nu de altă formă.

După natura rețelei de reacție pozitive, oscilatoarele armonice pot fi de tip LC sau RC. De regulă în audiofrecvență se utilizează oscilatoare RC, iar în radiofrecvență oscilatore LC.

Trebuie făcută mențiunea că nu toate oscilatoarele sinusoidale sînt pe principiul reacției pozitive. Există osciatoare care de regulă lucrează la frecvențe înalte și folosesc dispozitive cu rezistență negativă. În cele ce urmează se vor trata principalele tipuri de oscilatoare utilizate în radioreceptoare și televizoare.

4.4.1. Oscilatoare LC

Aceste oscilatoare au ca element de amplificare un tranzistor iar circuitul de reacție este format din elemente L și C. Întreținerea oscilațiilor generate se face pe baza consumului din sursa de alimentare, iar frecvența este determinată de componentele L, C. Limitarea amplitudinii oscilațiilor se face prin neliniaritatea caracteristicilor elementului activ. Astfel, cînd oscilația a ajuns la un

anumit nivel este posibil să se pătrundă în zonele de saturație sau blocare unde amplificarea scade foarte mult producîndu-se limitarea. Distorsiunile care apar se reduc datorită selectivității circuitelor acordate.

Din punct de vedere al polarizării în c.c. oscilatoarele pot funcționa în clasa A, AB, B sau C. Regimul de funcționare în clasa A se caracterizează prin distorsiuni minime ale semnalului. Regimul de funcționare în clasa C prezintă un mare randament. Curentul de colector este pulsatoriu și conține multe armonici care pot fi selectate cu circuite acordate. O problemă foarte importantă este stabilitatea frecvenței oscilațiilor care depinde atît de dispozitivul activ cît și de elementele pasive. De aceea se recomandă următoarele: stabilizarea tensiunilor de alimentare, utilizarea rezistențelor în emitor (eventual două rezistențe din care una nedecuplată), alimentarea bazelor printr-un divizor, conectarea în serie cu colectorul a unei rezistențe de cîteva sute de ohmi, factor mare de calitate al circuitului oscilant, alegerea unor componente L, C stabile cu temperatura. De regulă bobinele prezintă un coeficient pozitiv de temperatură care va trebui compensat cu capacitoare cu coeficient negativ. Această situație este întîlnită la oscilatoarele locale din televizoare unde condensatoarele de acord trebuie să aibă pastă ceramică bine precizată. În aplicațiile care impun o stabilitate foarte bună se utilizează cristale de cuarț și în extremis se procedează la termostatarea oscilatorului (la emisie).

În funcție de configurația rețelei de reacție, există două mari grupe de oscilatoare LC: oscilatoare cu cuplaj inductiv și oscilatoare în trei puncte.

I) Oscilatoare cu cuplaj inductiv

Dispozitivul activ este un tranzistor iar rețeaua de reacție constă într-un circuit acordat LC pe frecvența de oscilație (f_0), unde bobina L este cuplată mutual cu o a doua bobină (L_R) numită bobină de reacție. (fig. 4.13 *a*) Sensurile celor două bobinaje sînt astfel alese încît prin conectarea la elementul amplificator să se realizeze reacția pozitivă. Tranzistorul poate lucra în oricare dintre conexiuni: EC, BC, CC. În fig. 4.13 *b* și *c* se prezintă schema echivalentă în c.a. pentru conexiunile mai des întîlnite: EC și BC.

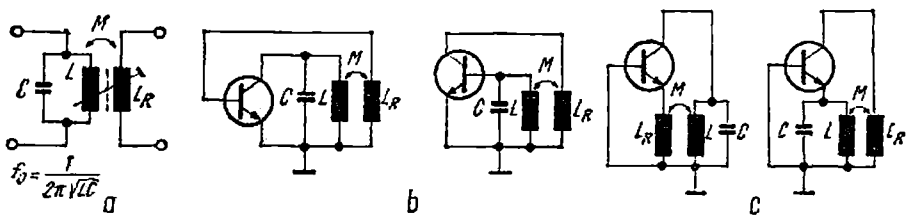


Fig. 4.13. Scheme echivalente în c.a. ale oscilatoarelor cu cuplaj inductiv: *a* — rețeaua de reacție; *b* — conexiune EC; *c* — conexiune BC.

Circuitul acordat se poate plasa fie la intrarea tranzistorului (EB) fie la ieșire (EC). Bobina L_R are de regulă un număr de spire mai mic ca bobina de acord și uneori este așezată la o anumită distanță față de ea (aceiași carcasă). Prin aceasta se slăbește cuplajul pînă la o limită unde este totuși garantată oscilarea, dar se mărește stabilitatea frecvenței prin mărirea factorului de calitate în sarcină al circuitului rezonant.

În fig. 4.14 se prezintă cîteva scheme de principiu de oscilatoare LC cu cuplaj inductiv.

Montajele în care circuitul acordat nu e străbătut de componenta continuă a curentului de colector sau emitor, prezintă o stabilitate a frecvenței

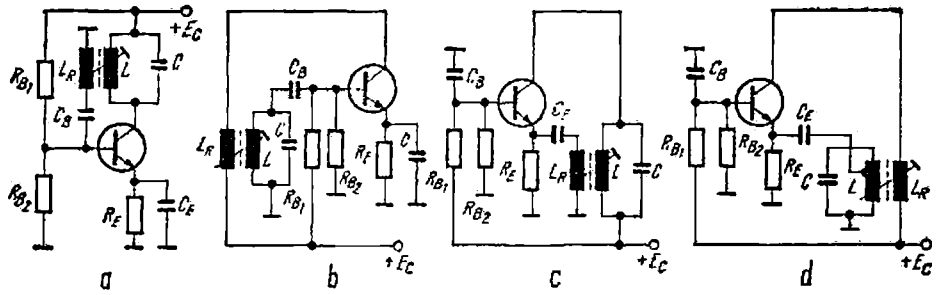


Fig. 4.14. Scheme de principiu ale oscilatoarelor cu cuplaj inductiv: *a* — EC, circuit acordat în colector; *b* — EC, circuit acordat în bază; *c* — BC, circuit acordat în colector; *d* — BC, circuit acordat în emitor.

superioară. Acesta se mai poate mări şi prin reducerea tensiunii de semnal de pe circuitul rezonant. De aceea oscilatorul cu circuit oscilant în emitor are cea mai bună stabilitate.

În oscilatoarele locale din radioreceptoare se utilizează conectarea circuitului oscilant la elementul activ printr-o priză a bobinei de acord *L*. Acest lucru este foarte important la frecvenţe înalte unde capacitatea variabilă de acord este minimă şi se reduce astfel influenţa capacităţii de ieşire a tranzistorului (dependentă de temperatură şi de tensiunea de alimentare) asupra circuitului oscilant. (fig. 4.14 *d*)

II) Oscilatoare în trei puncte

Din studiul schemei echivalente a oscilatorului *LC* cu cuplaj inductiv se trage concluzia că se poate evita acest cuplaj prin utilizarea unei bobine cu priză. Aceasta a condus la o schemă generală echivalentă de oscilator în trei puncte prezentată în fig. 4.15 *a* unde reactanţele X_1 şi X_3 sînt de acelaşi semn, iar X_2 de semn contrar. Rezultă două variante: oscilator cu priză inductivă tip Hartley (fig. 4.15 *b*) şi oscilator cu priză capacitivă tip Colpitts (fig. 4.15 *c*).

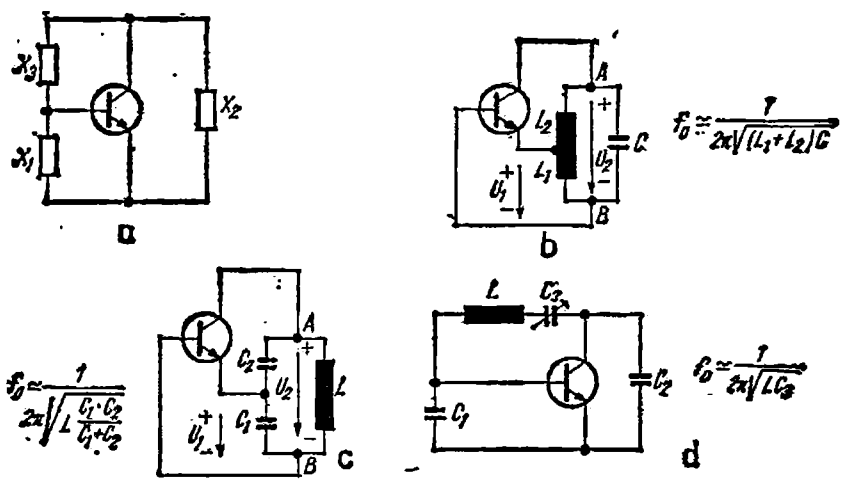


Fig. 4.15. Scheme echivalente în c.a. ale oscilatoarelor în trei puncte: *a* — schema generală; *b* — oscilator Hartley; *c* — oscilator Colpitts; *d* — oscilator Clapp.

Mecanismul reacției pozitive care întreține oscilația poate fi explicat pe scurt astfel: tensiunea U_2 de la bornele circuitului acordat se divide datorită prizei astfel că la intrarea elementului amplificator se aplică fracțiunea U_1 (între B și E). Dacă presupunem că la un moment dat potențialul alternativ al colectorului (punctul A) crește față de B, atunci va crește și potențialul emitorului față de același punct dar în limite mai mici datorită prizei. Întrucît prin tranzistor circulă un curent I_c, aceasta va scădea și potențialul colectorului va crește ș.a.m.d.

Din motive tehnologice oscilatorul Colpitts este cel mai folosit. Domeniul tipic de utilizare îl constituie oscilatorul local din televizoare. La frecvențe foarte mari de ordinul sutelor de MHz, capacitățile C_1 și C_2 devin comparabile cu capacitățile parazite ale montajului. Dintre acestea cele mai supărătoare sînt capacitățile tranzistorului dependente de tensiunea de alimentare și temperatură. Pentru asigurarea stabilității la aceste frecvențe se înlocuiește în oscilatorul Colpitts bobina L cu un circuit serie obținîndu-se oscilatorul Clapp (fig. 4.15 d). Acest circuit va lucra puțin dezacordat inductiv. Frecvența de oscilație depinde practic doar de C_3 care se poate regla cu ușurință. Efectul capacităților parazite ale tranzistorului este diminuat de C_1 și C_2 care pot avea acum valori mari.

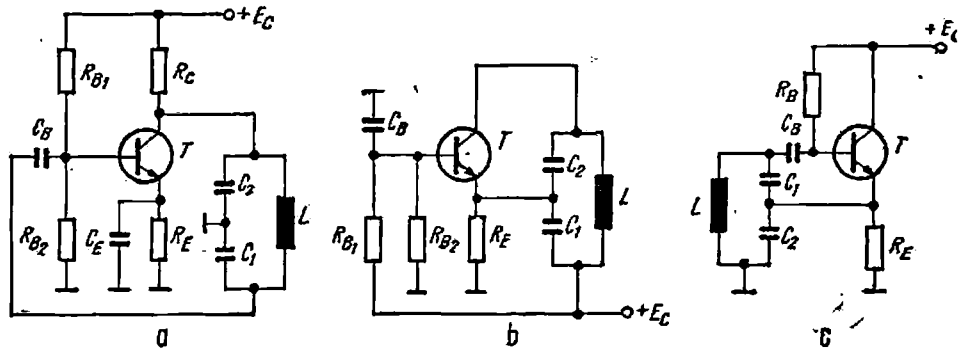


Fig. 4.16. Scheme de principiu ale oscilatorului Colpitts: *a* — EC; *b* — BC; *c* — CC.

Elementul activ poate fi folosit în oricare din cele trei conexiuni. În fig. 4.16 se prezintă spre exemplificare schemele de principiu ale unui oscilator Colpitts în cele trei variante.

4.4.2. Oscilatoare cu cristal de cuarț

Cel mai des utilizat material pentru realizarea cristalelor piezoelectrice este oxidul de siliciu cristalin numit pe scurt cuarț. Dacă unui cristal de cuarț se aplică un efort mecanic atunci pe fețele lui apar sarcini electrice. Fenomenul se numește efect piezoelectric direct. Invers, dacă între cele două fețe ale cristalului se aplică tensiune electrică, vor apare deformări mecanice (vibrații) în ritmul frecvenței acestei tensiuni și fenomenul piezoelectric este deci reversibil.

Cristalul de cuarț se taie după anumite direcții, este șlefuit, se depun electrozi metalici pe două fețe paralele și apoi este introdus într-o capsulă de protecție. În funcție de modul de tăiere al cristalului acesta poate vibra pe frecvențe de la 1 kHz pînă la cca 20 MHz.

Din punct de vedere electric cristalul de cuarț este echivalent cu un circuit oscilant serie RLC în paralel cu o capacitate C_0. L semnifică masa cristalului, C elasticitatea sa iar R reprezintă frecările mecanice. Capacitatea C_0 reprezintă capacitatea dintre armături (fig. 4.17 *a*). Există cristale care pot rezona pe armonici impare ale modului fundamental de oscilație. Acestea se numesc tip „overtone", au schema echivalentă din fig. 4.17 *b* și pot ajunge pînă la cca 200 MHz.

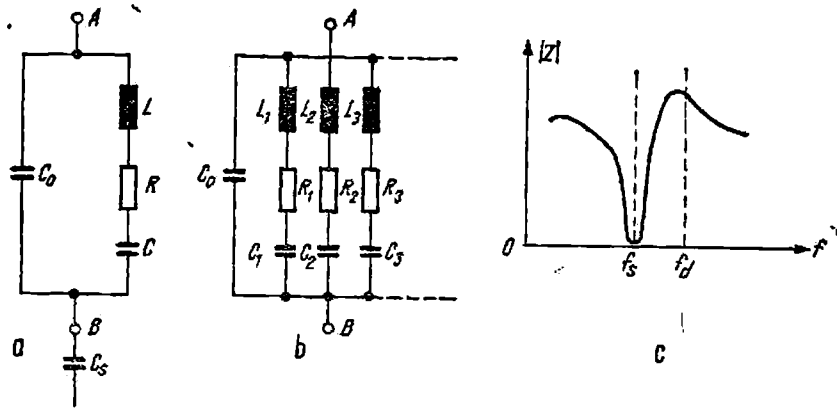


Fig. 4.17. Cristalul de cuarț: *a* — schemă echivalentă; *b* — circuit overtone; *c* — variația impedanței cu frecvența.

Variația impedanței echivalente (fig. 4.17 *c*) pune în evidență două frecvențe de rezonanță: frecvența serie f_s determinată de circuitul LCR și frecvența derivație f_d care apare datorită armăturilor. Frecvența serie este mai mică ca cea derivație, diferența uzuală fiind de cca 1%. În domeniul $f_s \div f_d$ impedanța echivalentă este inductivă iar în afara lui, capacitivă.

Pentru funcționarea stabilă a cristalului de cuarț în practică se montează în serie o capacitate $C_s = (3—4)C_0$ care de multe ori este reglabilă. Stabilitatea frecvenței este de $10^6—10^7$, iar factorul de calitate de la cîteva mii la sute de mii.

Un dezavantaj al oscilatoarelor cu cristal de cuarț este faptul că funcționează pe frecvențe fixe, reglajul fiind posibil în limite foarte mici. Oscilatoarele cu cristale de cuarț pot utiliza ambele tipuri de rezonanță.

La oscilatoarele care funcționează pe rezonanța serie se folosește proprietatea cristalului de cuarț de a prezenta o impedanță foarte mică la frecvența f_s. El se poate monta în paralel pe o rezistență de polarizare a elementului amplificator (de exemplu rezistența de emitor) care va fi scurtcircuitată la frecvența f_s, mărindu-se amplificarea pînă la amorsarea oscilațiilor. O altă soluție constă în montarea cristalului în serie pe bucla de reacție. La frecvența de rezonanța serie crește foarte mult gradul de reacție pînă la limita de oscilație. O schemă care funcționează pe acest principiu este prezentată în fig. 4.18 *a* și este cunoscută sub numele de oscilator Pierce.

După cum se vede cristalul de cuarț Q este montat pe traseul dintre baza și colectorul tranzistorului. La frecvența serie, impedanța lui scade la valori foarte mici (10—20 ohm) și cuplajul dintre intrare și ieșire crește pînă cînd sînt îndeplinite condițiile de oscilație.

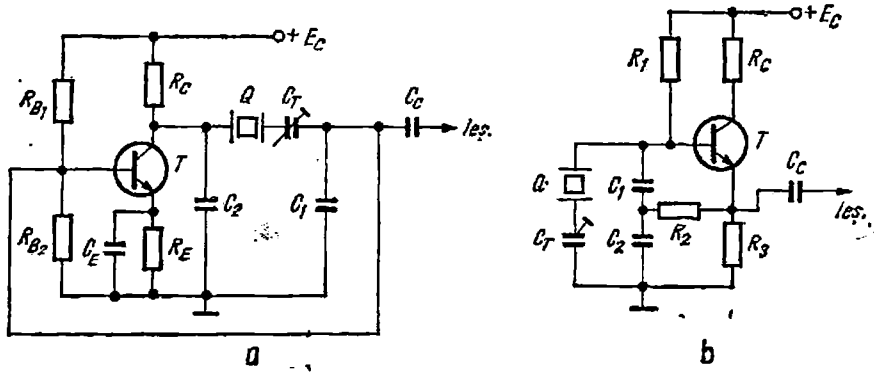


Fig. 4.18. Scheme de principiu ale oscilatoarelor cu cuarț: *a* — oscilator pe frecvența serie; *b* — oscilator pe frecvența derivație.

Oscilatoarele care utilizează frecvența derivație lucrează de fapt pe o frecvență din domeniul $f_s \div f_d$ (aproape de f_d) unde cuarțul se comportă inductiv. El poate fi folosit în locul unei inductanțe în schemele de tip Hartley sau Colpitts. În fig. 4.18 *b* se prezintă spre exemplificare, un oscilator Colpitts în conexiune CC. Priza capacitivă o constituie $C_1 C_2$ iar cristalul îndeplinește rolul inductanței. Reacția se dozează cu ajutorul rezistenței R_2.

Pentru ajustarea fină a frecvenței de oscilație, se prevăd la majoritatea montajelor condensatoare ajustabile (C_T).

Cristalul de cuarț se utilizează în radioelectronică în mod curent la emițătoare, radiotelefoane, telecomenzi, decodoare PAL etc.

Capitolul 5

Circuite de alimentare

5.1. Generalități

Circuitele de alimentare (ale aparatelor electronice) au ca principal scop, asigurarea tensiunilor de alimentare necesare bunei funcționări a tuturor etajelor dintr-un aparat. În prezent toate bunurile de larg consum electronice sînt echipate cu tranzistoare și cu circuite integrate. Pentru asigurarea stabilității în funcționare a parametrilor electrici ai aparatului în condiții foarte variate de exploatare și deoarece dispozitivele semiconductoare sînt foarte sensibile la variațiile tensiunilor de alimentare, în prezent majoritatea aparatelor electronice au tensiunea de alimentare stabilizată.

Circuitele de alimentare sînt formate din două părți importante (fig. 5.1):

— etajul de redresare;

— etajul stabilizator de tensiune continuă.

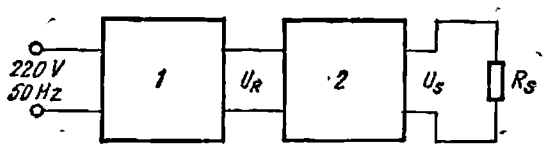


Fig. 5.1. Schema bloc a unui circuit de alimentare: *1* — etaj redresor, *2* — etaj stabilizator, R_s — consumatorul.

Etajul de redresare are rolul de a prelua tensiunea alternativă de alimentare de la rețea și de a o redresa, pentru a furniza tensiunea continuă, impusă de buna funcționare a etajului stabilizator.

Etajul stabilizator preia tensiunea continuă redresată și o reduce la o valoare impusă, asigurîndu-i o valoare constantă atît la variațiile tensiunii de rețea cît și la variațiile curentului de sarcină.

5.2. Etaje de redresare

Etajele de redresare se împart în : etaje de redresare fără transformator de rețea și etaje de redresare echipate cu transformator de rețea.

5.2.1. Etajele de redresare fără transformator de rețea

Aceste etaje simple echipează în general receptoarele de televiziune staționare, care utilizează tensiuni ridicate de alimentare (130 ÷ 180 V).

Cel mai simplu circuit de redresare a tensiunii de rețea este prezentat în fig. 5.2. Acest tip de redresare se numește monoalternanță, deoarece redresează numai una din alternanțele tensiunii alternative de rețea.

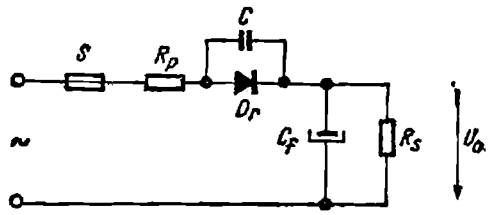


Fig. 5.2. Etaj de redresare monoalternanță.

Elementele din circuit sînt: siguranța de rețea S, rezistența de protecție R_p, dioda redresoare D_r cu condensatorul paralel C, condensatorul de filtraj C_f și consumatorul reprezentat de sarcină R_s.

În fig. 5.3 sînt prezentate formele de undă ale tensiunilor pentru redresorul monoalternanță. Tensiunea alternativă de rețea are o valoare de vîrf egală cu $\sqrt{2}\,U_{ef}$. La prima semialternanță pozitivă, tensiunea pe condensatorul de filtraj C_f atinge valoarea de vîrf a tensiunii de rețea, dioda D_r fiind în conducție un sfert de perioadă. Tensiunea de rețea începe să scadă, dioda redresoare se blochează și condensatorul C_f încărcat cu o tensiune egală cu tensiunea de vîrf se descarcă prin rezistența de sarcină cu o constantă de timp τ:

$$\tau = C_f \cdot R_s$$

La sosirea următoarei semialternanțe pozitive a tensiunii de rețea, dioda redresoare se deschide, în momentul în care tensiunea de rețea depășește valoarea tensiunii de pe condensatorul de filtraj, reîncărcîndu-l pe acesta la tensiunea $U_{vîrf}$. Duratele de conducție ale diodei redresoare sînt reprezentate haşurat în fig. 5.3. Ciclurile se repetă periodic la fiecare semialternanță pozitivă.

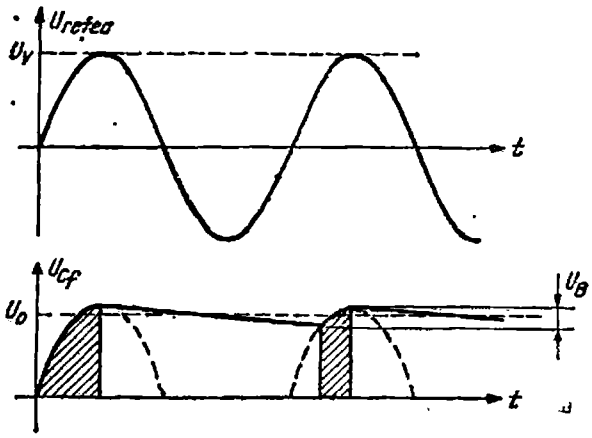


Fig. 5.3. Formele de undă într-un etaj de redresare monoalternanță (fig. 5.2).

Peste tensiunea continuă redresată, U_0, se suprapune o tensiune alternativă cu frecvența de 50 Hz, avînd forma unor dinți de ferăstrău, numită tensiune reziduală sau brum rezidual. Acest brum rezidual, trebuie micșorat cît mai mult posibil, ceea ce înseamnă, ca în condițiile unei sarcini date (R_s), să fie mărit condensatorul de filtraj C_f. Valoarea maximă a condensatorului

de filtraj C_f este dată de tipul diodei redresoare utilizate. În filele de catalog, fabricantul diodei indică valoarea maximă utilizabilă pentru condensatorul C_f. Astfel, pentru dioda redresoare de rețea tip 1 N 4007 (IPRS) valoarea lui C_f nu trebuie să depășească 200 μF.

Rezistența de protecție, R_p, este introdusă în circuit pentru limitarea curentului de pornire prin dioda redresoare, atunci cînd cuplarea aparatului coincide cu maximul tensiunii de rețea. În acest moment, tensiunea pe C_f fiind zero, curentul prin D_r este dat de relația:

$$I_{maxDr} = \frac{U_{vîrf}}{R_p}.$$

Acest curent maxim este indicat de producător pentru fiecare tip de diodă redresoare și în cazul diodei 1 N 4007 (IPRS) este de 30 A, valoarea minimă pentru rezistența de protecție fiind de 10 Ω.

Siguranța fuzibilă S, introdusă în circuit, protejează circuitul de alimentare în cazul funcționării anormale a aparatului, ea întrerupîndu-se la depășirea unei anumite valori a curentului absorbit de la rețea. Pe acest post se utilizează în exclusivitate siguranțe temporizate.

Condensatorul C, montat în paralel cu dioda redresoare, elimină perturbațiile cu spectru larg de frecvențe, ce apar la blocarea diodei redresoare D_r.

Pentru reducerea valorii brumului rezidual, suprapus tensiunii continu-redresate, se folosește pe scară largă redresarea de rețea dublă alternanță adică redresarea ambelor alternanțe ale tensiunii alternative de rețea.

Elementele din schema prezentată în fig. 5.4, au aceleași funcțiuni ca și la redresarea monoalternanță. Formele de undă ale tensiunilor de rețea și de ieșire sînt prezentate în fig. 5.5.

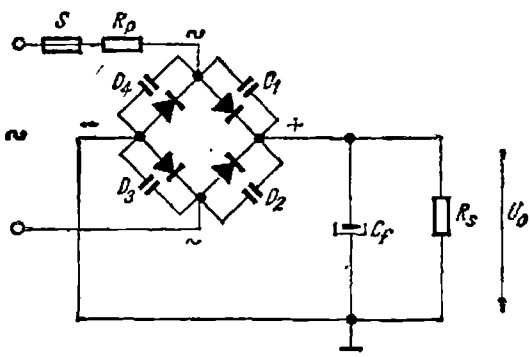


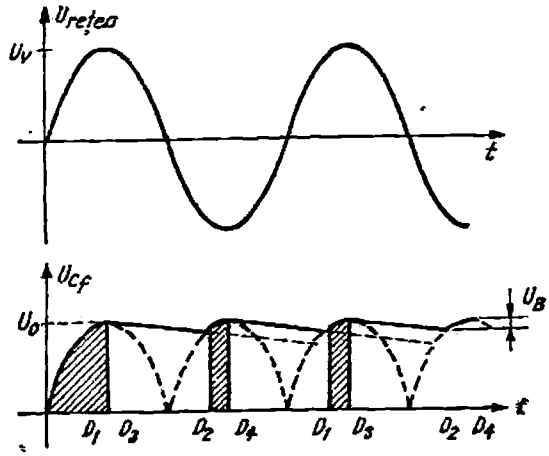
Fig. 5.4. Schema de principiu a unui etaj de redresare dublă alternanță, cu punte redresoare.

La apariția primei alternanțe pozitive, condensatorul C_f va fi încărcat la tensiunea de vîrf a tensiunii de rețea, de curentul ce trece prin R_p, D_1, C_f și D_3. Diodele D_2 și D_4 sînt blocate. După ce tensiunea de rețea începe să scadă, diodele D_1 și D_3 se blochează și condensatorul C_f începe să se descarce pe rezistența R_s, ce reprezintă simbolic consumatorul. În momentul în care alternanța negativă a tensiunii de rețea depășește în valoare absolută tensiunea de pe C_f, se deschid diodele D_2 și D_4 și curentul ce va circula prin D_2, C_f, D_4 și R_p va reîncărca condensatorul la valoarea de vîrf a tensiunii de rețea.

Avantajele redresării dublă alternanță sînt următoarele:

— brumul rezidual are amplitudinea pe jumătate comparativ cu redresarea monoalternanță (cu condiția ca produsul $C_f R_s$ să fie același) figurat punctat în fig. 5.5;

Fig. 5.5. Formele de undă într-un etaj redresor dublă alternanță (fig. 5.4.)



— dă posibilitatea utilizării unor condensatoare de filtraj de două ori mai mici, în cazul păstrării amplitudinii brumului rezidual ca la redresarea monoalternanță;

— încarcă rețeaua de tensiune alternativă simetric și nu numai pe alternanța pozitivă.

În prezent, redresarea dublă alternanță cu montaj în punte este folosită în toate aparatele moderne.

5.2.2. Etaje de redresare cu transformator de rețea

În cazul în care tensiunile de alimentare, ale aparatului, trebuie să aibă valori mici, de ordinul voltilor sau zecilor de volți, se impune utilizarea unui transformator coborîtor de tensiune. Suplimentar, transformatorul de rețea asigură și separarea electrică a aparatului de tensiunea de rețea. În acest caz, atingerea de către depanator a oricărei părți a aparatului, nu este periculoasă (cu excepția cazului folosirii unui autotransformator). Trebuie făcută remarca aici, că redresarea directă a tensiunii de rețea prezintă în ambele variante dezavantajul că, funcție de poziția ștecherului în priză, masa aparatului va fi legată la pământ sau la fază (adică 220 V_{ef}). În această ultimă variantă, atingerea șasiului sau a oricărui alt punct de legătură directă cu șasiul, poate deveni periculoasă, putînd duce chiar la electrocutare.

Schema de principiu a unui etaj de redresare echipat cu transformator de rețea este prezentată în fig. 5.6.

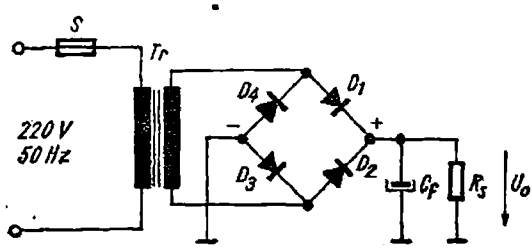


Fig. 5.6. Etaj redresor, dublă alternanță, echipat cu transformator de rețea.

Transformatorul separator prezentat este cu o singură înfășurare secundară, el putînd avea, funcție de necesități, mai multe înfășurări secundare. Redresarea dublă alternanță, deja prezentată, are avantajul că încarcă primarul transformatorului pe ambele alternanțe ale tensiunii de rețea și miezul transformatorului nu necesită întrefier. În cazul în care în secundar se utilizează redresare monoalternanță, miezul transformatorului de rețea trebuie să aibă un întrefier, deoarece componentele continue ale curentului din primar și din secundar pot duce la saturarea miezului.

În cazul montajelor cu transformator de rețea, lipsește rezistența de protecție a diodelor redresoare, la pornire. Motivul este că înfășurarea secundară și cea primară au o rezistență proprie, limitînd curentul maxim posibil de debitat în secundar, iar transformatorul de rețea, avînd o comportare pur inductivă, se opune salturilor de curent.

5.3. Etaje stabilizatoare de tensiuni continue

Stabilizatoarele sînt circuite electronice, care se conectează între sursa de alimentare și consumator, avînd rolul de a menține constante, tensiunea sau curentul consumatorului, în raport cu variațiile tensiunii sursei, ale rezistenței sarcinii, ale temperaturii ambiante și ale altor factori perturbatori.

Etajele stabilizatoare se împart în două familii principial diferite, după modul de acțiune a elementului regulator:

— stabilizatoare liniare;

— stabilizatoare în comutație.

În capitolul de față ne vom ocupa de stabilizatoarele liniare, numite astfel, deoarece toate componentele active lucrează în regim liniar.

Stabilizatoarele liniare de tensiune se împart, funcție de modul de conectare a elementului regulator, în:

— stabilizatoare serie;

— stabilizatoare paralel.

Important, pentru funcționarea oricărui tip de stabilizator de tensiune, serie sau paralel, este existența unei tensiuni fixe, numită tensiune de referință. Etajul stabilizator, compară permanent valoarea tensiunii de ieșire (tensiunea stabilizată) cu tensiunea de referință. Această comparație are ca rezultat obținerea unei tensiuni numită tensiune de eroare.

Tensiunea de eroare comandă, funcție de modul ei de variație, modificarea valorii rezistenței echivalente a unui element activ, numit element regulator.

Rezultatul modificării rezistenței echivalente a elementului regulator este menținerea constantă a valorii tensiunii de ieșire, deci efectul de stabilizare.

În cazul în care, tensiunea de eroare nu are amplitudinea suficientă pentru comanda elementului regulator, se intercalează un etaj amplificator în curent continuu. Acest etaj, se numește amplificator de eroare și are rolul de a amplifica și prelucra tensiunea de eroare, pentru comanda corectă a elementului regulator.

Vom prezenta pe scurt, principiul de funcționare a unui stabilizator paralel și a unui stabilizator serie.

În schema de principiu a stabilizatorului paralel sînt evidențiate tensiunea de intrare nestabilizată U_i, tensiunea de ieșire stabilizată U_s, rezistența serie R și elementul regulator, plasat în paralel cu sarcina R_s, reprezentată simbolic printr-o rezistență variabilă (fig. 5.7).

Funcționarea etajului stabilizator paralel este următoarea: la creșterea tensiunii de intrare, curentul prin rezistența R crește, elementul regulator paralel își micșorează rezistența preluînd creșterea de curent și păstrînd constante tensiunea și curentul prin sarcină. La scăderea tensiunii de intrare, curentul prin rezistența R scade, elementul regulator paralel își mărește rezistența, preluînd scăderea de curent, păstrînd tensiunea continuă pe sarcină constantă.

În cazul în care se modifică rezistența de sarcină, în condițiile unei tensiuni constante la intrare, curentul prin rezistența serie R fiind constant, rezistența elementului regulator paralel se modifică în sens invers, cu variația rezistenței de sarcină, preluînd variațiile de curent din rezistența de sarcină, păstrînd tensiunea de sarcină constantă.

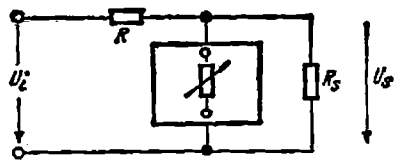


Fig. 5.7. Schema bloc a unui stabilizator paralel.

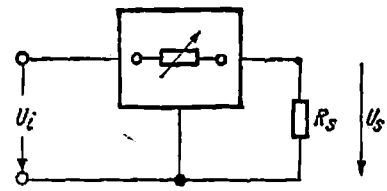


Fig. 5.8. Schema bloc a unui stabilizator serie.

Rezistența serie R, numită și rezistență de balast, contribuie la realizarea stabilizării, preluînd variațiile tensiunii de intrare, în același timp avînd și un rol de protecție pentru elementul regulator paralel.

În fig. 5.8. este prezentată schema de principiu a unui stabilizator serie. Elementul regulator serie este figurat printr-o rezistență variabilă, el fiind plasat în serie cu rezistența de sarcină.

Modificarea rezistenței elementului regulator serie este comandată de tensiunea de ieșire (U_s). Astfel, de exemplu, la creșterea tensiunii de intrare, tensiunea de ieșire are o tendință de creștere și printr-o comandă corespunzătoare, rezistența elementului regulator crește, readucînd valoarea tensiunii de ieșire la valoarea inițială. La scăderea tensiunii de intrare acțiunea este inversă și rezistența elementului regulator serie se micșorează, păstrînd tensiunea de ieșire constantă.

În cazul, în care se modifică valoarea rezistenței de sarcină, de exemplu, în sensul de creștere, apare tendința de creștere a tensiunii de ieșire. Comanda se transmite elementului regulator serie, care, mărindu-și rezistența, micșorează curentul prin sarcină, păstrînd constantă tensiunea de ieșire.

5.3.1. Stabilizatoarele de tensiune paralel

Cel mai simplu stabilizator de tensiune paralel este cel realizat cu ajutorul unei diode Zener. Acest tip de stabilizator se numește și stabilizator parametric, deoarece utilizează caracteristica tensiune-curent a diodei Zener, fără să mai recurgă la circuite suplimentare de comandă (fig. 5.9).

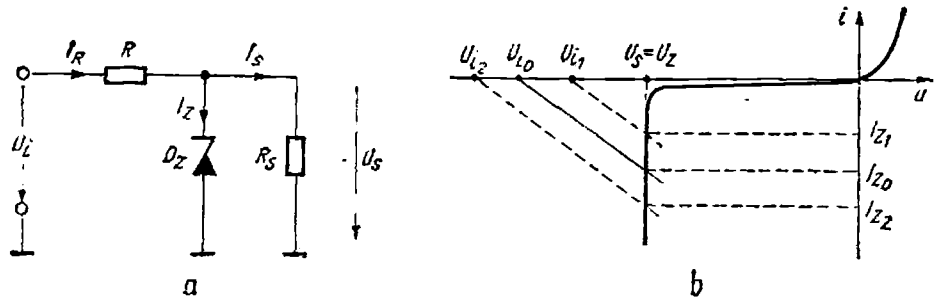


Fig. 5.9. *a* — Schema de principiu a unui stabilizator paralel realizat cu o diodă Zener; *b* — Caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener și figurarea grafică a procesului de stabilizare.

Rezistența de balast este astfel aleasă, încît curentul prin ea (I_R), să fie mai mare decît curentul necesar în sarcină (I_s), diferența fiind curentul necesar impus de funcționarea diodei în zona Zener (I_Z). Curentul prin dioda Zener este limitat de puterea maximă disipată a diodei, care se poate întîlni la întreruperea accidentală a sarcinii. În aceste condiții, dioda nu trebuie să se distrugă, prin puterea disipată în joncțiune. Modificarea tensiunii de intrare are ca efect deplasarea dreptei de sarcină, paralel cu ea însăși (figurată punctat în fig. 5.9. *b*) modificîndu-se în mod corespunzător și curentul prin dioda Zener. Tensiunea stabilizată se păstrează constantă, fiind egală cu tensiunea Zener a diodei *Dz*.

Dezavantajele stabilizatorului de tensiune echipat cu diodă Zener sînt următoarele:

— modificarea tensiunii stabilizate cu variația temperaturii ambiante;

— modificarea în limite largi a curentului prin dioda Zener, o dată cu modificarea tensiunii de alimentare.

Diodele Zener cu tensiuni sub 5 V au un coeficient de variație a tensiunii cu temperatura, de valoare negativă, iar cele peste 6 V au acest coeficient pozitiv. Este deci recomandat, ca atunci cînd se dorește o modificare minimă a tensiunii stabilizate cu temperatura, să fie utilizate montaje stabilizatoare paralel, cu diode Zener de 5 ÷ 6 V, sau utilizarea unor diode Zener compensate termic.

Pentru diodele Zener, cu coeficient de variație cu temperatura pozitiv, se pot monta în serie cu dioda Zener, diode cu siliciu, în conducție directă, care au un coeficient de variație a tensiunii directe cu temperatura, negativ, de —1,5 mV/°C la un curent de 10 mA.

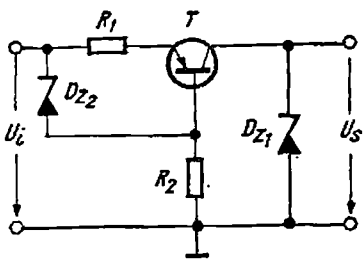


Fig. 5.10. Stabilizator paralel care utilizează în locul rezistenței de balast un generator de curent constant.

Pentru compensarea celeilalte deficiențe, se poate înlocui rezistența de balast, printr-un generator de curent constant (fig. 5.10).

Tranzistorul *T*, are montată între bază și intrare, o diodă Zener, care menține constantă căderea de tensiune pe R_1 și deci și curentul prin tranzistorul *T*. Acesta împreună cu rezistența R_1, au înlocuit rezistența de balast. Astfel, la modificarea tensiunii de intrare, curentul prin dioda D_{Z1} (stabilizatorul paralel) se menține constant, modificîndu-se tensiunea emitor-colector a tranzistorului *T*.

În cazul în care avem nevoie să stabilizăm curenți mult mai mari, decît cei admiși de dioda Zener, se poate utiliza un stabilizator paralel cu un tranzistor (fig. 5.11).

În aceste condiții se pot stabiliza curenți de β ori mai mari decît curentul prin dioda Zener, β fiind factorul de amplificare în curent a tranzistorului stabilizator paralel.

Modul de funcționare este următorul: la creșterea tensiunii de intrare, prin rezistența de balast R_B se transmite la ieșire creșterea de tensiune. Crescînd tensiunea de ieșire U_s, această creștere de tensiune se transmite prin dioda Zener D_z (fig. 5.11) în baza tranzistorului T, mărindu-se tensiunea bază-emitor. Tranzistorul se deschide mai puternic mărind curentul prin rezistența de balast și readucînd tensiunea de ieșire la valoarea inițială.

Pentru micșorarea tensiunii de intrare procedeul este invers, rezultînd o micșorare a curentului prin tranzistor și deci și prin R_B.

Pentru montajele din fig. 5.11 tensiunea de ieșire, pe sarcină U_s are valoarea:

$$U_s = U_z + U_{BE} = U_z + 0{,}7 \text{ V}$$

Un alt avantaj al stabilizatorului paralel cu tranzistor, este reducerea rezistenței dinamice a stabilizatorului (rezistența de ieșire) de β ori.

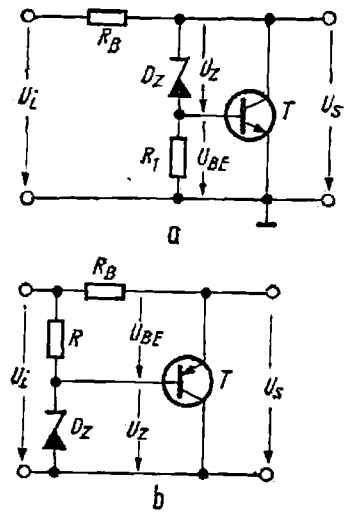


Fig. 5.11. Stabilizator paralel echipat cu tranzistor: *a* — cu tranzistor npn; *b* — cu tranzistor pnp.

Desigur, se poate merge și mai departe, la puteri și mai mari, înlocuind tranzistorul stabilizator paralele cu o configurație Darlington, la care factorul de amplificare în curent (β) este egal cu produsul factorilor de amplificare în curent ale tranzistoarelor utilizate (fig. 5.12).

Stabilizatoarele paralel prezentate, nu au posibilitatea reglării tensiunii de ieșire. Prin introducerea unui potențiometru în paralel cu dioda Zener, la stabilizatoarele paralel cu tranzistoare, se poate regla tensiunea de ieșire în limite destul de largi (fig. 5.13).

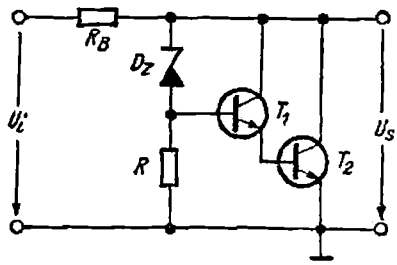


Fig. 5.12. Stabilizator paralel de putere cu două tranzistoare în montaj Darlington.

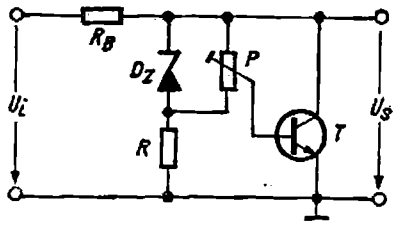


Fig. 5.13. Stabilizator paralel cu tranzistor, cu tensiune de ieșire reglabilă.

O variantă îmbunătățită a stabilizatorului paralel este stabilizatorul cu reacție, prezentat în fig. 5.14.

În schema de principiu prezentată, tranzisorul T_1 este elementul regulator paralel, tranzistorul T_2 este amplificatorul de eroare, iar dioda Zener D_z este elementul de referință. La creșterea tensiunii de intrare, tensiunea în sarcină va crește. Prin divizorul R_4, P, R_5 se transmite în baza tranzistorului T_2 o fracțiune din creșterea de tensiune de la ieșire. Tensiunea din emitorul lui T_2 fiind fixă, dată de elementul de referință D_z, apare o creștere a tensiunii bază-emitor a tranzistorului T_2, curentul de colector crește, tensiunea pe R_2 crește și deschide mai puternic tranzistorul T_1. Crescînd curentul prin T_1, crește curentul prin rezistența de balast R_B, mărind căderea de tensiune pe R_B și readucînd tensiunea de ieșire la valoarea inițială.

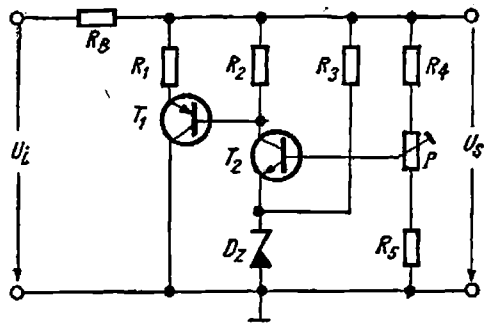


Fig. 5.14. Stabilizator paralel cu reacție.

5.3.2. Stabilizatoarele de tensiune serie

După cum am arătat, stabilizatoarele de tensiune serie au elementul regulator, dispus în serie cu tensiunea de ieșire.

Cel mai simplu montaj de stabilizator serie de tensiune este cel realizat cu un tranzistor și o diodă Zener (fig. 5.15).

Tensiunea de ieșire stabilizată U_s, are valoarea:

$$U_s = U_z - U_{BE} = U_z - 0{,}7 \text{ V}.$$

La creșterea tensiunii de intrare, se transmite la ieșire creșterea de tensiune, în emitorul tranzistorului T. Deoarece tensiunea în bază este fixă și mai mare decît în tensiunea din emitor (dată de elementul de referință D_z), tensiunea bază-emitor are o tendință de scădere, ducînd la creșterea rezistenței colector-emitor a tranzistorului T și readucerea tensiunii de ieșire la valoarea inițială.

Tranzistorul T lucrează ca o rezistență variabilă modificîndu-și valoarea, funcție de comanda pe care o primește.

De exemplu, dacă tensiunea de sarcină are o tendință de scădere, prin micșorarea valorii rezistenței echivalente a sarcinii, tensiunea din emitorul tranzistorului T scade, mărindu-se tensiunea bază-emitor. Tranzistorul T se deschide mai puternic, își micșorează rezistența colector-emitor și va debita un curent mai mare în sarcină, readucînd valoarea tensiunii de ieșire la valoarea inițială.

Din cele prezentate se desprinde un mare avantaj al stabilizatorului de tensiune serie, comparativ cu stabilizatorul paralel și anume că, funcție de necesitățile consumatorului, alimentat de la tensiunea stabilizată, se modifică și curentul absorbit de stabilizator din sursa de alimentare, în timp ce stabi-

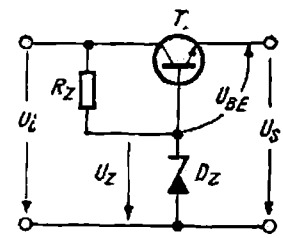


Fig. 5.15. Schema de principiu a unui stabilizator de tensiune serie.

lizatorul paralel consumă permanent același curent, indiferent de modificarea valorii rezistenței de sarcină.

Dacă se dorește stabilizarea unor curenți mari, se pot utiliza în locul tranzistorului regulator serie două tranzistoare în montaj Darlington, ca în fig. 5.16.

În fig. 5.16 sînt prezentate două variante de montaje Darlington, utilizînd un tranzistor de putere de tip npn (fig. 5.16 *a)* sau un tranzistor de putere de tip pnp (fig. 5.16 *b)*.

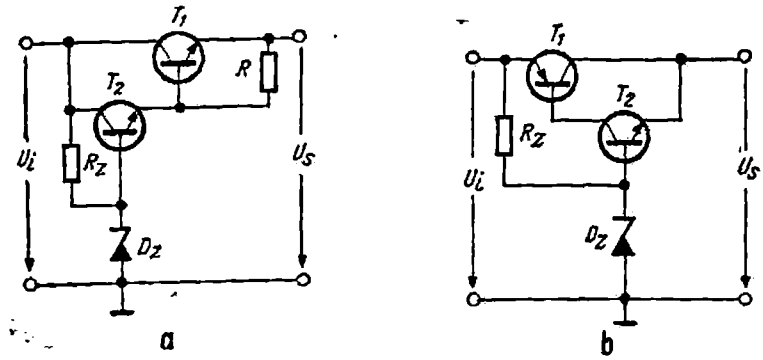


Fig. 5.16. *a* — Stabilizator de tensiune, serie, cu elementul regulator serie realizat în montaj Darlington (echivalent npn); *b* — Stabilizator de tensiune, serie, în montaj Darlington (echivalent npn), utilizînd un tranzistor de putere tip pnp.

Pentru stabilizarea unor tensiuni de ieșire reglabile, în condițiile unor consumuri variabile, se utilizează stabilizatoare serie cu reacție (fig. 5.17).

Tranzistorul T_1 este elementul regulator serie, dioda Zener D_z este elementul de referință (tensiuna de referință), tranzistorul T_2 este amplificatorul de eroare. Rezistența R_1 este rezistența de colector a tranzistorului T_2. Rezistența R_z polarizează dioda Zener D_z, stabilindu-i un curent de funcționare în zona de stabilizare. Divizorul R_1, P, R_2 polarizează baza tranzistorului T_2, cu o tensiune direct proporțională cu valoarea tensiunii de ieșire.

Presupunînd că tensiunea de intrare scade, la ieșire apare o tendință de scădere, transmisă prin T_1.

Scăderea tensiunii de ieșire se transmite prin divizorul R_1, P, R_2 în baza tranzistorului T_2, care are tensiunea din emitor fixă. Tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_2 scade, curentul de colector scade, iar tensiunea din colector are o tendință de creștere. Tensiunea din colectorul lui T_2 este chiar tensiunea de bază a tranzistorului regulator serie T_1. Crescînd tensiunea de bază, crește tensiunea bază-emitor a lui T_1, care se va deschide mai puternic, micșorîndu-și rezistența colector-emitor și readucînd tensiunea de ieșire la valoarea inițială.

În cazul în care tensiunea de la intrare crește, fenomenele sînt inverse, rezistența colector-emitor a tranzistorului T_1 crește și tensiunea de ieșire se păstrează constantă.

În situația în care apar modificări ale valorii rezistenței de sarcină, deci tendințe de

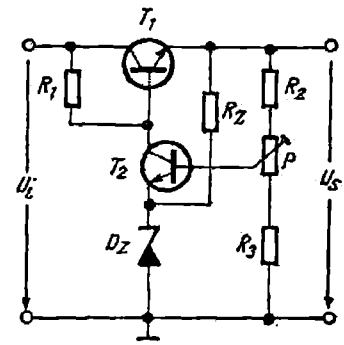


Fig. 5.17. Stabilizator de tensiune serie, cu tensiunea de ieșire reglabilă.

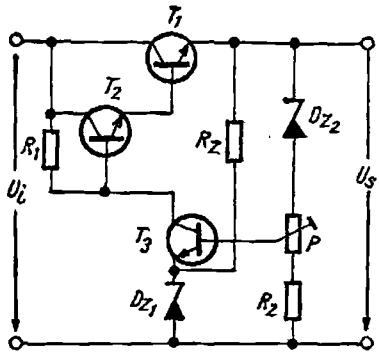


Fig. 5.18. Stabilizator de tensiune serie, cu trei tranzistoare și cu performanțe îmbunătățite.

modificare a tensiunii de ieșire, stabilizatorul reacționează în sensul menținerii constante, la valoarea inițială, a tensiunii de ieșire.

Din potențiometrul P, se poate modifica valoarea tensiunii de ieșire în limite largi și se poate regla la valori foarte precise, aceasta nefiind dependentă de toleranțele componentelor din schemă.

Plecînd de la schema de principiu a unui stabilizator de tensiune serie, se pot aplica îmbunătățiri pentru mărirea factorului de stabilizare și a curentului maxim debitat în sarcină.

În fig. 5.18 sînt prezentate două îmbunătățiri:

— utilizarea unui montaj Darlington ca element regulator serie;

— introducerea unei diode Zener suplimentare D_{z_2}, pentru creșterea factorului de stabilizare. În acest mod, în baza tranzistorului T_3 nu se mai transmite numai o fracțiune din variația tensiunii de ieșire, ci aproape întreaga variație.

5.3.3. Protecția stabilizatoarelor de tensiune

Situația cea mai dezavantajoasă, pentru stabilizatoarele de tensiune, este funcționarea în regim de suprasarcină (adică în condițiile debitării unui curent mai mare decît curentul maxim admis pentru funcționarea normală), sau în regim de scurtcircuit pe ieșire.

Stabilizatoarele paralel nu pot fi duse la limita distrugerii componentelor active prin regimul de suprasarcină sau scurtcircuit pe ieșire, în timp ce pentru diferite tipuri de stabilizatoare serie, scurtcircuitul pe ieșire poate distruge elementul regulator serie. Protejarea prin siguranțe, a elementelor active, nu este eficientă și nici nu este practicată.

Protecția elementului regulator serie se realizează în majoritatea cazurilor în două moduri diferite și anume:

— prin blocarea elementului regulator;

— prin saturarea elementului regulator.

Vom prezenta în continuare două tipuri de stabilizatoare serie de tensiune, pentru exemplificarea celor două moduri de protecție.

Stabilizatorul serie prezentat în fig. 5.19 folosește protecția prin blocarea elementului regulator serie.

La apariția unui scurtcircuit pe ieșire, tensiunile din baza și din emitorul lui T_3 se anulează și tranzistorul T_3 se blochează.

Blocarea lui T_3 atrage după sine anularea curentului prin rezistența R_1. Căderea de tensiune pe R_1 fiind zero tranzistoarele T_2 și T_1 se blochează. Deci, atît timp cît se menține scurtcircuitul pe ieșire elementul regulator serie va rămîne blocat.

În cazul stabilizatorului prezentat în fig. 5.20, la apariția unui scurtcircuit pe ieșire, tranzistorul T_2 se blochează, deoarece tensiunile de polarizare ale bazei și emitorului au devenit egale cu zero.

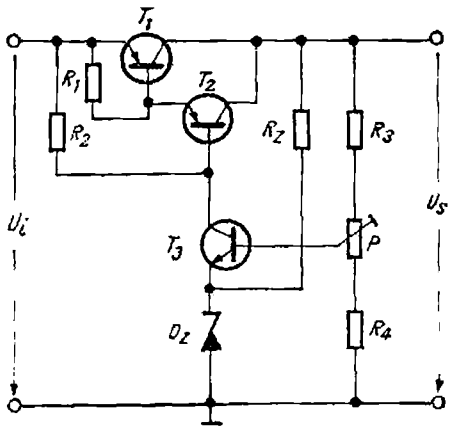


Fig. 5.19. Stabilizator de tensiune serie, cu protecție la scurtcircuit, pe ieșire, prin blocarea elementului regulator serie.

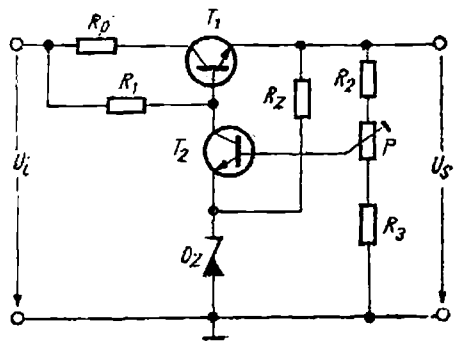


Fig. 5.20. Stabilizator de tensiune serie, cu protecție la scurtcircuit pe ieșire, prin introducerea în saturație a elementului regulator serie.

Rezistența R_1 nu va mai fi parcursă de curentul de colector al tranzistorului T_2 și tot curentul din R_1 va fi curentul de bază al tranzistorului stabilizator T_1. Dacă valoarea lui R_1 este corect aleasă, T_1 va intra în saturație.

$$U_{CE_{T_1}} = U_{CE_{sat}} < 1 \text{ V}.$$

În cazul acestui montaj, este obligatorie existența rezistenței de protecție R_p, care limitează curentul de scurtcircuit prin T_1, la o valoare nepericuloasă pentru tranzistor. Dacă R_p ar lipsi, tranzistorul T_1 s-ar distruge instantaneu.

În fața acestui tip de stabilizator este obligatorie existența unei siguranțe fuzibile rapide, pentru protejarea rezistenței R_p, care, la scurtcircuit, va disipa o putere foarte mare.

Curentul de scurtcircuit prin tranzistorul T_1 va avea valoarea:

$$I_{sc} = \frac{U_{intrare}}{R_p}.$$

Siguranța fuzibilă rapidă trebuie să aibă o valoare mai mică decît I_{sc} și mai mare decît curentul maxim normal de lucru al etajului stabilizator, pentru o protecție eficientă.

Capitolul 6

Circuite de audiofrecvenţă

6.1. Generalităţi

Circuitele de audiofrecvenţă au rolul de a prelua semnalul de audiofrecvenţă, de la sursa de program audio, de a-l prelucra pentru a-l aplica difuzorului, care îl va reda sub forma undelor sonore.

Cerinţele impuse circuitelor de audiofrecvenţă sînt foarte variate, funcţie de performanţele cerute audiţiei finale. Astfel, transmiterea programului sonor trebuie să fie cît mai fidelă posibil, adică fără denaturări ale semnalului iniţial, prin introducerea unor zgomote suplimentare sau distorsiuni. Semnalul util, trebuie să fie amplificat suficient de mult, pentru a putea furniza o audiţie optimă chiar şi pentru semnalele slabe de la intrare. Banda de trecere a întregului lanţ de audiofrecvenţă trebuie să fie corespunzătoare utilizărilor propuse. Astfel pentru un receptor destinat recepţionării emisiunilor cu MA o bandă de audiofrecvenţă de 4,5 kHz este suficientă. Pentru un radioreceptor destinat recepţionării emisiunilor MA—MF banda de audiofrecvenţă trebuie să fie de aproximativ 15 kHz, iar pentru un amplificator destinat redării programelor sonore înregistrate pe disc sau pe bandă magnetică, banda de audiofrecvenţă poate depăşi 20 kHz.

Puterea maximă, debitată de etajul final de audiofrecvenţă, poate avea valori foarte diferite, de la zecimi de watt, la zeci de waţi. Pe măsură ce puterile maxime sînt mai mari, se impun condiţii mai severe privind randamentul etajului (consum minim de energie) şi radierea în cele mai bune condiţii a puterii disipate.

Stereofonia impune condiţii severe etajelor de audiofrecvenţă. Performanţele trebuie să fie ridicate şi apar cerinţe noi, cum ar fi egalitatea amplitudinilor celor două canale sau o trecere a semnalului cît mai mică de pe un canal pe celălalt (atenuare mare de diafonie).

Amplificatorul de înaltă fidelitate (HI—FI) are performanţe deosebite, construcţii pretenţioase, asigurînd condiţiile cele mai bune pentru audiţiile de înaltă calitate.

Schema bloc a unui amplificator de audiofrecvenţă este dată în fig. 6.1.

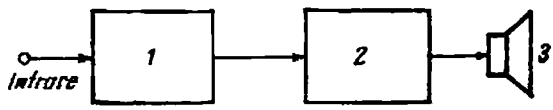


Fig. 6.1. Schema bloc a unui amplificator de audiofrecvenţă: *1* — preamplificator, *2* — amplificator final, *3* — difuzor.

Un amplificator de audiofrecvență conține un amplificator de semnal mic sau preamplificator.

Acesta primește la intrare un semnal, de la sursa primară de semnal, avînd un nivel mic, de ordinul milivolților. Preamplificatorul are o amplificare mare în tensiune, furnizînd la ieșire un semnal de audiofrecvență de ordinul volților. În amplificatorul de semnal mic se includ și reglajele de ton atunci cînd este nevoie.

Amplificatorul final de audiofrecvență este caracterizat printr-o amplificare de putere foarte mare, amplificarea de tensiune fiind mică, uneori egală cu unitatea ($A_U = 1$). Amplificatorul final furnizează curentul necesar pentru comanda difuzorului.

6.2. Amplificatorul de audiofrecvență de semnal mic

Dispozitivele active care lucrează în regim dinamic, cu semnale cu amplitudini mult mai mici decît valorile tensiunii și curentului în regim static, sînt considerate că lucrează la nivelul mic sau cu semnale mici. În aceste condiții, dispozitivele active au o comportare liniară, ele neintroducînd deformări ale semnalelor prelucrate.

În prezent toate amplificatoarele de semnal mic de audiofrecvență sînt echipate cu tranzistoare sau cu circuite integrate.

Numite pe scurt preamplificatoare, etajele echipate cu tranzistoare sînt aproape în exclusivitate amplificatoare în clasă A.

6.2.1. Etajul cu sarcină în colector

În fig. 6.2*a* este prezentat un etaj preamplificator echipat cu tranzistor tip npn, iar în fig. 6.2*b*., același etaj echipat cu tranzistor tip pnp.

Polarizarea tranzistorului, rolul rezistențelor din montaj și funcționarea acestui tip de amplificator a fost descrisă în Capitolul 4.

Utilizarea mai multor etaje de amplificare cuplate în lanț, unul după celălalt este dictată de necesitatea obținerii unor amplificări mari, ce nu pot fi obținute cu un singur etaj.

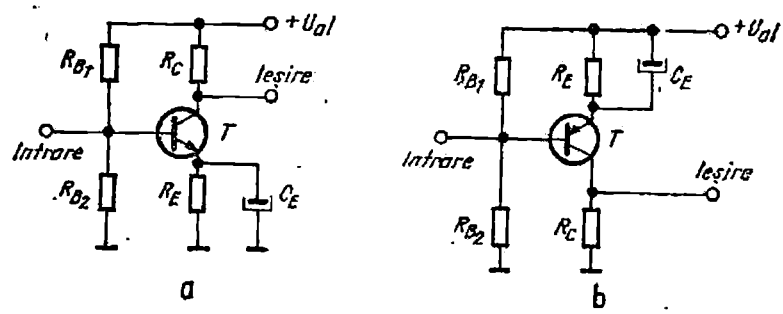


Fig. 6.2. Schema de principiu a unui etaj preamplificator: *a* — preamplificator realizat cu tranzistor npn; *b* — preamplificator realizat cu tranzistor pnp.

Amplificarea globală, va fi egală cu produsul amplificărilor etajelor individuale.

$$A_{global} = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_n$$

Numărul etajelor de amplificare este dictat de amplificarea globală ce se dorește a fi obținută.

De asemenea, trebuie făcută precizarea că și banda de trecere și stabilitatea la tendința de oscilație pe global au rol important. Din teoria amplificatoarelor se știe că produsul dintre amplificarea și banda de trecere a amplificatorului este o constantă. Deci pentru benzi mari de trecere trebuie folosite etaje amplificatoare cu amplificări mai mici. În consecință pentru obținerea aceleiași amplificări globale vor fi necesare mai multe etaje de amplificare. În același timp, un etaj amplificator cu amplificare foarte mare, poate intra mai ușor în oscilație, decît un etaj cu amplificare mai mică.

Pentru obținerea unui preamplificator de audiofrecvență, se conectează în lanț mai multe etaje amplificatoare, cuplate între ele prin intermediul unor condensatoare de cuplaj, sau cuplate direct în curent continuu.

În fig. 6.3 este prezentată schema de principiu a unui preamplificator realizat din două etaje amplificatoare în clasă A, cuplate capacitiv prin condensatorul C_2.

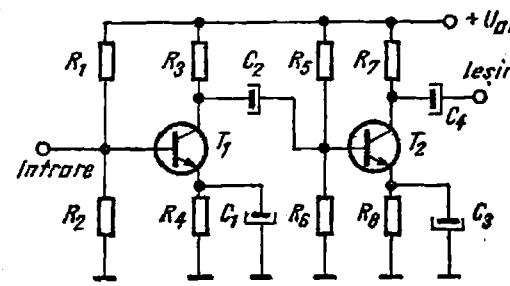


Fig. 6.3. Schema de principiu a unui preamplificator de AF realizat cu două etaje, cuplate capacitiv.

Valoarea condensatorului de cuplaj C_2 influențează banda de trecere a amplificatorului la frecvențe joase. Cu cît condensatorul C_2 are o valoare mai mare, cu atît sînt mai bine transmise frecvențele joase. Micșorînd condensatorul C_2 se pot tăia în mod artificial frecvențele joase, reducîndu-se astfel banda de trecere, ca în fig. 6.4 curba *2* comparativ cu curba *1*.

Prin banda de trecere a unui amplificator, se înțelege domeniul de frecvențe în care amplificarea etajului sau etajelor nu scade sub o anumită valoare comparativ cu amplificarea la o frecvență fixă, aleasă de obicei 1 kHz. În cazul prezentat în fig. 6.4., această scădere maxim admisă a fost aleasă de 0,7, sau 3 dB, banda de trecere fiind numită „Banda la 3 dB" ($B_{3\ dB}$). La o scădere a tensiunii cu 0,7 sau 3 dB, puterea la ieșire scade la jumătate. Pentru amplificatoare performante, banda de trecere se dă la 1 dB, adică pentru o scădere a tensiunii de ieșire cu 0,9, față de nivelul de la frecvența de referință ($B_{1\ dB}$).

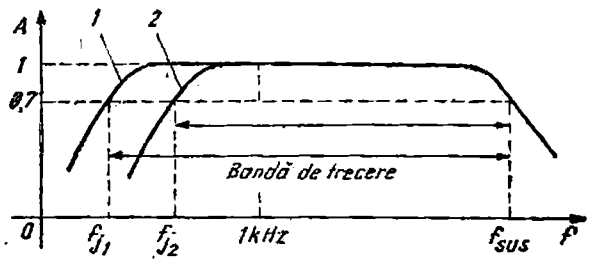


Fig. 6.4. Caracteristica amplificare-frecvență a unui etaj preamplificator de AF.

Pentru a evita utilizarea unor condensatoare de cuplaj de valori mari, în vederea obținerii unei benzi de trecere cît mai largi, la frecvențe joase, se utilizează cuplajul între etaje în curent continuu. Acest tip de cuplaj, este foarte larg utilizat, în prezent, în amplificatoarele de audiofrecvență. Avantajul suplimentar al acestui tip de cuplaj este stabilizarea foarte bună a punctelor statice de funcționare al etajelor astfel cuplate, obținută printr-o reacție negativă în curent continuu, de la ieșire la intrare.

6.2.2. Etajul cu sarcina în emitor (conexiunea colector comun)

Un montaj des întîlnit în etajele de audiofrecvență de semnal mic este acela cu colectorul comun.

În fig. 6.5 este prezentată schema de principiu a unui astfel de etaj. Tranzistorul utilizat este de tip npn. Amplificarea etajului este puțin mai mică decît unitatea, practic putîndu-se considera că semnalul prezent la ieșire are aceeași amplitudine cu semnalul de la intrare, fiind în fază cu acesta. De aceea etajul se mai numește repetor pe emitor.

Dintre proprietățile acestui etaj, trebuie amintite impedanța mică de ieșire și impedanța foarte mare de intrare. Din acest motiv repetorul pe emitor este utilizat pentru adaptarea a două impedanțe foarte diferite.

De multe ori etajul repetor pe emitor se utilizează în conexiune bootstrap, fiind numit și repetor bootstrap (fig. 6.6.).

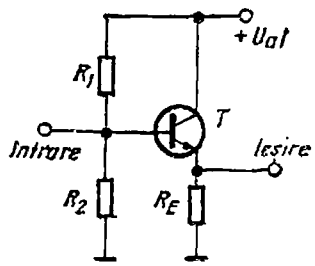


Fig. 6.5. Schema de principiu a unui etaj repetor pe emitor, utilizat pentru adaptarea impedanțelor.

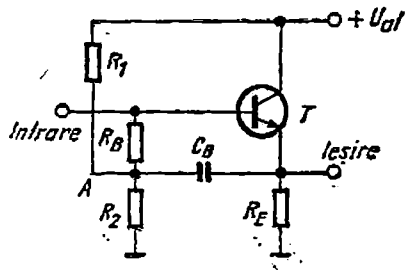


Fig. 6.6. Schema de principiu a unui etaj repetor pe emitor, în conexiune bootstrap.

Condensatorul C_B aduce la intrarea etajului semnalul de la ieșire, realizînd o reacție negativă. Reactanța capacitivă a lui C_B, trebuie să fie mult mai mică decît valoarea rezistenței echivalente a grupului R_1R_2 puse în paralel, în tot domeniul de audiofrevență. Din acest motiv C_B are valori de ordinul zecilor de microfarazi, utilizînd în această poziție un condensator electrolitic.

Plecînd de la schemele de principiu prezentate în fig. 6.5 și fig. 6.6 vom face o scurtă apreciere calitativă a comportării etajelor, din punct de vedere al impedanței de intrare. Montajul repetor pe emitor, prezintă ca impedanță de intrare divizorul R_1R_2 plasat în paralel cu impedanța de intrare a etajului repetor pe emitor. Din motive de stabilitate termică a punctului de funcționare, curentul prin divizorul bazei trebuie ales cel puțin de zece ori mai mare decît curentul de bază al tranzistorului. În aceste condiții divizorul

R_1R_2 va micșora foarte puternic impedanța de intrare a etajului din fig. 6.5, care va fi practic:

$$R_{intr.} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$$

având valori de ordinul zecilor de kohmi.

În cazul conexiunii bootstrap, păstrînd aceleași condiții de polarizare statică, impuse de stabilitatea termică a punctului static de funcționare, rezistențele R_1, R_2 și R_B au o contribuție foarte mică în constituirea impedanței de intrare a etajului. Motivul, este existența în regim dinamic a tensiunii de ieșire între punctul A și masă. Deoarece tensiunea de ieșire este foarte puțin mai mică decît tensiunea de intrare, componenta de semnal, a curentului de intrare, prin R_B este foarte mică.

$$i_{R_B} = \frac{u_{intr.} - u_A}{R_B} = \frac{u_{intr.} - Ku_{intr.}}{R_B}$$

$$i_{R_B} = \frac{u_{intr.}}{R_B}(1 - K) \qquad K = \frac{u_{ieș.}}{u_{intr.}} \approx 1;$$

În aceste condiții, circuitul de polarizare statică nu mai afectează impedanța de intrare a etajului, care este practic foarte apropiată ca valoare de impedanța de intrare a tranzistorului și anume $(1 + \beta)R_E$. Impedanța de intrare, a etajelor repetoare în conexiune bootstrap, atinge valori de ordinul Mohmilor.

6.2.3. Amplificatorul operațional

În multe aplicații, în etajele preamplificatoare de audiofrecvență sînt utilizate amplificatoarele operaționale (fig. 6.7.).

Tipic pentru configurația de amplificator operațional este existența impedanței Z_1, în serie cu sursa de semnal și a impedanței Z_2, conectate între ieșire și intrare. Impedanța Z_2 determină o reacție paralel — paralel. Caracteristic pentru acest tip de amplificator este expresia amplificării în tensiune A_{op}.

$$A_{op} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

După cum se vede, amplificarea nu depinde de parametrii tranzistorului, ci numai de valorile impedanțelor Z_1 și Z_2 la frecvențele considerate. Sarcina echivalentă a etajului, în curent alternativ trebuie să fie rezistivă în toată banda de frecvență.

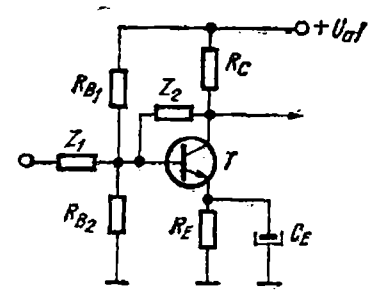


Fig. 6.7. Schema de principiu a unui amplificator operațional.

Ca urmare a expresiei factorului de amplificare în tensiune, amplificatoarele operaționale sînt larg utilizate în construirea circuitelor corectoare de ton și în construirea preamplificatoarelor traductoarelor, pentru compensarea caracteristicilor de răspuns în frecvență, prin alegerea corespunzătoare a impedanței Z_1 și Z_2 care pot fi circuite complexe, în special rețele RC.

6.3. Corecţiile de ton

Pe lîngă etajele amplificatoare de audiofrecvenţă de semnal mic, există circuite auxiliare, care acţionează asupra structurii semnalului, pentru a-l modifica în mod corespunzător. Astfel de circuite auxiliare sînt circuitele pentru reglajul tonalităţii, pentru reglarea volumului compensat, circuite de egalizare, filtre de separare etc.

Circuitele pentru reglarea tonalităţii, realizează accentuarea sau atenuarea unui anumit spectru de frecvenţe, frecvenţele joase şi/sau frecvenţele înalte, în comparaţie cu valoarea semnalului din zona frecvenţelor medii. Aceste circuite permit ascultătorului modificarea audiţiei după preferinţele sale, sau corectarea curbei de răspuns a unui sistem audio.

În mod uzual, circuitele pentru reglajul tonalităţii sînt formate din reţele pasive *RC*. Pentru obţinerea unor performanţe superioare, aceste reţele *RC* pot fi introduse în bucla de reacţie a unui amplificator operaţional.

6.3.1. Reţele RC pentru reglajul tonalităţii

În cele ce urmează vom prezenta reţele pasive RC utilizate în reglajele de ton.

În fig. 6.8 este prezentat un circuit pentru reglajul tonalităţii în domeniul frecvenţelor înalte.

În domeniul frecvenţelor medii, tensiunea de ieşire este preluată de pe divizorul R_1R_2, iar reţeaua C_1PC_2 nu are nici un efect. În domeniul frecvenţelor înalte, reactanţele capacitive ale condensatoarelor C_1 şi C_2, vor avea efect în circuit. Deplasînd cursorul potenţiometrului spre capătul superior, punctul *1*, condensatorul C_1 va fi introdus în paralel cu R_1 şi va avea un efect de şuntare a lui R_1, pentru frecvenţele înalte. Astfel frecvenţele înalte vor fi favorizate, conform curbei *1* din fig. 6.8*b*.

În cazul în care cursorul potenţiometrului se află în punctul inferior, notat cu *2*, condensatorul C_2 va fi introdus în paralel cu R_2, punînd la masă frecvenţele înalte. Caracteristica de transfer va fi conform curbei *2* din fig. 6.8,*b*.

În fig. 6.9 este prezentat un circuit pentru reglajul tonalităţii în domeniul frecvenţelor joase.

În domeniul frecvenţelor medii, condensatoarele C_1 şi C_2 prezintă reactanţe capacitive cu valori mult mai mici decît R_1 şi R_2, astfel încît sem-

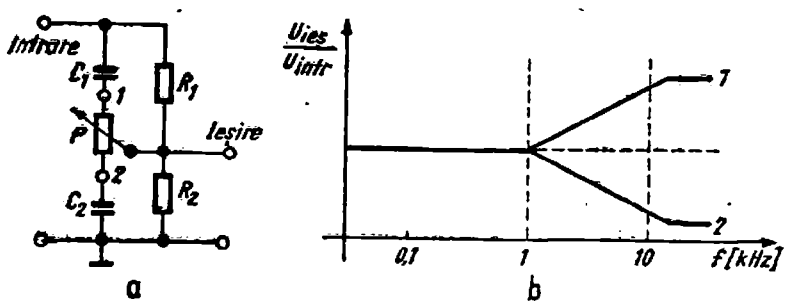


Fig. 6.8. *a* — Reţea pasivă RC pentru reglajul tonalităţii la frecvenţe înalte; *b* — Caracteristica de transfer pentru poziţiile extreme de reglaj al tonalităţii la frecvenţe înalte.

nalul la ieşire este dat de divizorul R_1R_2 (C_1 şi C_2 se comportă ca un scurtcircuit).

Dacă cursorul potenţiometrului se află în punctul maxim superior, notat cu *1*, condensatorul C_1 este şuntat de potenţiometru, reactanţa capacitivă

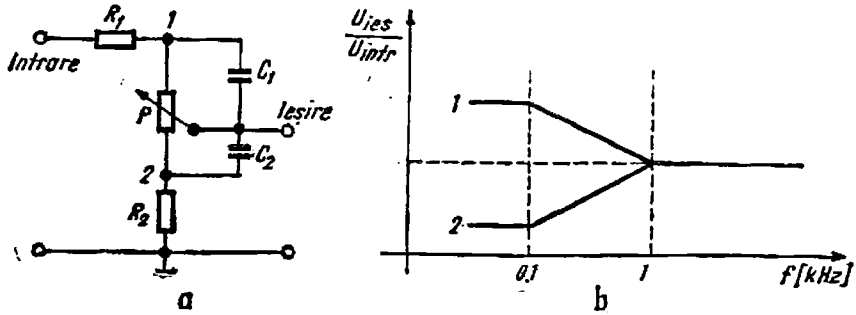


Fig. 6.9. *a* — Reţea pasivă RC pentru reglajul tonalităţii la frecvenţe joase; *b* — Caracteristica de transfer pentru poziţiile extreme de reglaj al tonalităţii la frecvenţe joase.

a condensatorului C_2 are o valoare mult mai mare decît valoarea potenţiometrului, iar tensiunea de la ieşire va avea valoarea:

$$U_{ies\,1} = \frac{R_2 + P}{R_1 + R_2 + P}$$

valoare mai mare decît la frecvenţe medii.

Caracteristica de transfer va fi conform curbei *1* din fig. 6.9.*b*.

Dacă se deplasează cursorul la capătul inferior al potenţiometrului, tensiunea de ieşire la frecvenţe joase va fi:

$$U_{ies\,2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + P}$$

valoare mai mică decît la frecvenţe medii, iar caracteristica de transfer va fi conform curbei *2* din fig. 6.9.*b*.

Din combinarea celor două reţele prezentate rezultă o reţea *RC* pentru reglarea tonalităţii la frecvenţe joase şi înalte (fig. 6.10).

La frecvenţe joase C_1 şi C_2 prezintă reactanţe foarte mari, fiind practic întrerupte, circuitul rămas fiind identic cu cel din fig. 6.9.*a*.

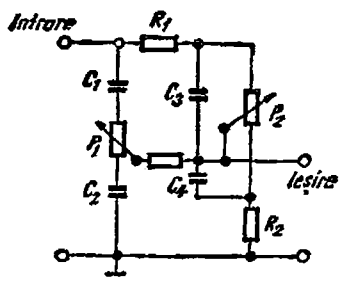


Fig. 6.10. Reţea pasivă RC pentru reglajul tonalităţii la frecvenţe joase şi la frecvenţe înalte.

La frecvenţe înalte, condensatoarele C_3 şi C_4 se comportă ca un scurtcircuit, obţinîndu-se circuitul prezentat în fig. 6.8.*a*.

O reţea pentru reglajul tonalităţii, foarte mult utilizată, este reţeaua tip Baxandall (fig. 6.11.*a*).

Acest circuit utilizează un amplificator operaţional la care impedanţele Z_1 şi Z_2 realizează o reţea de reglare a tonalităţii.

La frecvenţe foarte joase condensatoarele pot fi considerate ca inexistente în circuit, circuitul echivalent fiind prezentat în fig. 6.11.*b*.

Amplificarea montajului pentru reglajul frecvențelor joase la maxim este:

$$A_{jM} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Amplificarea montajului pentru reglajul frecvențelor joase la minim este:

$$A_{j\,min.} = \frac{Z_3}{Z_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{A_{jM}}$$

Făcînd aceleași aprecieri pentru circuitul echivalent din fig. 6.11.*c*, care este circuitul echivalent pentru frecvențe înalte în care sînt considerate toate condensatoarele scurtcircuitate, se obțin:

$$A_{i\,M} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_3 + R_1 + 2R_5}{R_3}$$

cu condiția: $R_4 > 10(R_3 + R_1 + 2R_5)$

$$A_{i\,min.} = \frac{Z_3}{Z_1} = \frac{R_3}{R_3 + R_1 + 2R_5} = \frac{1}{A_{iM}}$$

Caracteristica de reglaj este simetrică (fig. 6.11.*d*).

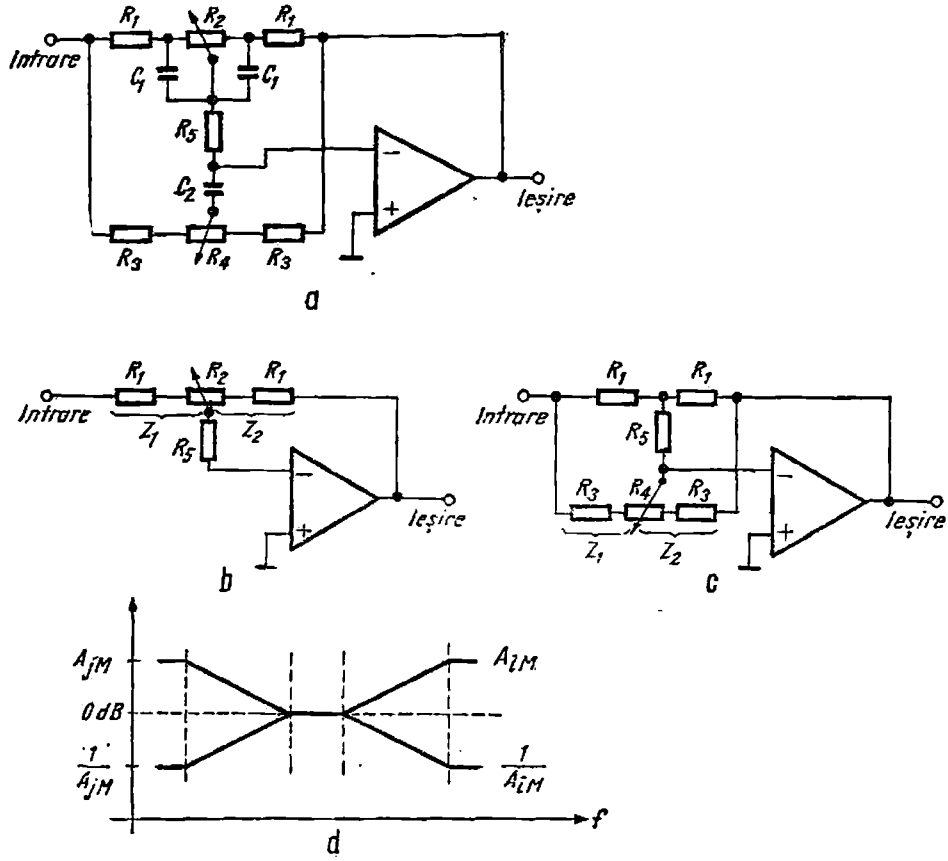


Fig. 6.11. *a* — Rețea pentru reglajul tonalității la frecvențe joase și la frecvențe înalte, utilizînd un amplificator operațional (rețea tip Baxandall); *b* — Circuitul echivalent pentru frecvențe joase; *c* — Circuitul echivalent pentru frecvențe înalte; *d* — Caracteristica de reglaj al tonalității pentru frecvențe joase și pentru frecvențe înalte.

6.3.2. Reglajul de volum compensat (Loudness Control)

În cazul în care se reglează audiția unui program sonor spre nivele mici de audiție, se constată o diminuare puternică a audiției frecvențelor joase și o reducere simultană dar mai puțin pregnantă a frecvențelor înalte. Motivul este modificarea caracteristicii de recepție izofonică a urechii omenești.

În fig. 6.12 sînt prezentate curbele Fletcher — Munson care indică nivelul intensității sunetului, necesar pentru a percepe semnalele, de frecvențe diferite, cu aceeași tărie.

După cum se vede, la intensități mici scade sensibilitatea urechii pentru frecvențele joase și înalte.

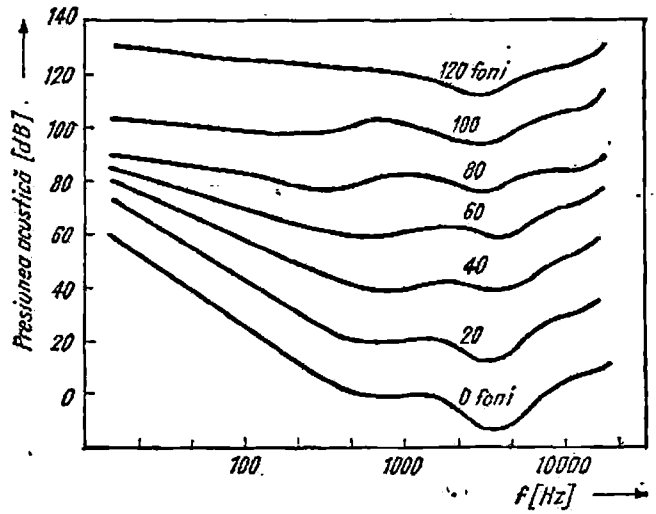


Fig. 6.12. Curbele izofonice (curbele Fletcher — Munson).

Deoarece efectul cel mai supărător este nesesizarea frecvențelor joase, în practică se utilizează un circuit RC, montat în paralel cu potențiometrul de volum, pe o priză, la aproximativ 10% din valoarea potențiometrului, către masă, (fig. 6.13).

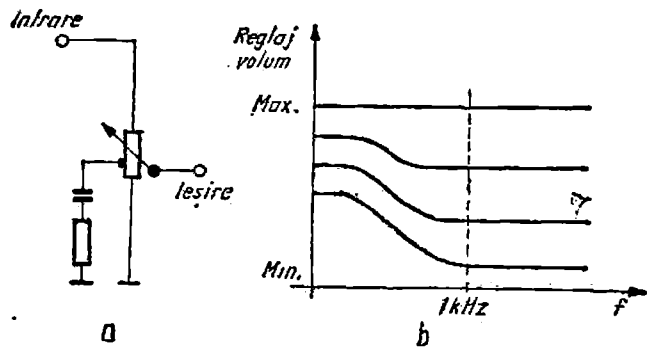


Fig. 6.13. *a* — Reglaj de volum de tip fiziologic; *b* — Caracteristica de transfer pentru diferite poziții ale reglajului de volum

Prin reducerea volumului, caracteristica de transfer se modifică în sensul favorizării frecvențelor joase, ca în fig. 6.14.*b*, obținîndu-se o familie de curbe, care aproximează curbele izofonice Fletcher-Munson în domeniul frecvențelor sub 1 kHz.

6.3.3. Circuitele de corecție a sunetului înregistrat pe disc

Preamplificatoarele pentru pick-up-uri diferă de celelalte preamplificatoare de audiofrecvență, numai prin forma caracteristicii de transfer amplitudine — frecvență. Această caracteristică trebuie să compenseze caracteristica de înregistrare a discului.

Șanțul de pe suprafața unui disc stereo este tăiat de un ac gravor, care are o mișcare laterală, imprimată de două sisteme vibratoare mecanice așezate la un unghi de 90° unul față de celălalt. Aceste sisteme vibratoare sînt traductoare electromecanice, care transformă semnalul electric de comandă (semnal de audiofrecvență), într-o mișcare mecanică, transmisă acului gravor. Acul gravor în mișcare, se caracterizează prin amplitudinea de deplasare laterală și viteză de gravare.

Dacă se păstrează amplitudinea de gravare a șanțului constantă, în tot domeniul de audiofrecvență (20 Hz — 20 000 Hz), viteza de deplasare a acului crește liniar cu frecvența (fig. 6.14.*b*).

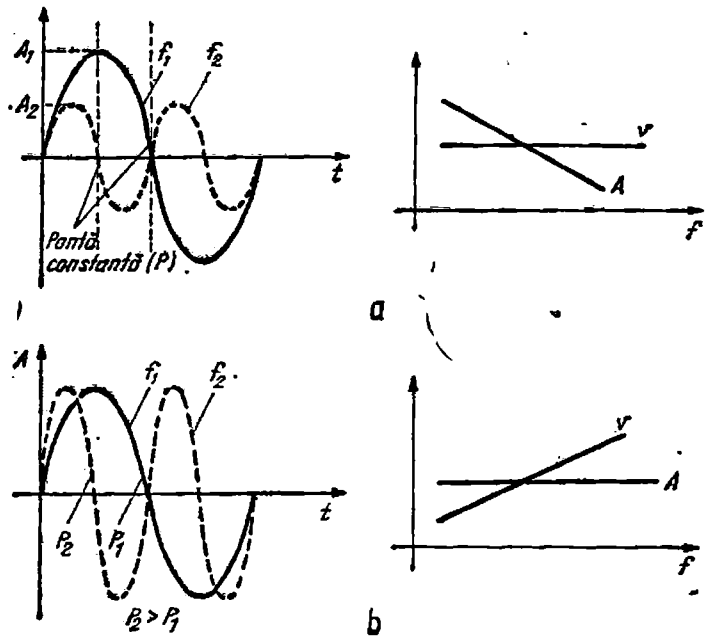


Fig. 6.14. Prezentarea celor două sisteme de înregistrare a sunetului pe disc: *a* — Înregistrarea cu viteză constantă (panta sinusoidei la trecerea prin zero trebuie să fie constantă); Amplitudinea mișcării acului gravor scade cu creșterea frecvenței; *b* — Înregistrarea cu amplitudine constantă. Viteza de trecere, prin poziția de repaus a acului gravor, crește cu creșterea frecvenței.

Dacă se păstrează constantă viteza de gravare, atunci amplitudinea de deplasare a acului se va micșora liniar cu frecvența, ajungîndu-se, la frecvențele ridicate ale spectrului audio, la amplitudini foarte mici de deplasare (fig. 6.14.*a*).

Deoarece, șanțul gravat pe disc are un spațiu afectat limitat și deoarece la amplitudini foarte mici de deplasare, zgomotul propriu determinat de granulația discului devine supărător, la înregistrarea sunetului pe disc se folosesc ambele tehnici de gravare.

Din motive de reproductibilitate a discurilor înregistrate tehnica de înregistrare a discurilor a fost standardizată. Astfel în domeniul de frecvențe 50 Hz — 500 Hz, deplasarea acului gravor se face cu amplitudine constantă, în domeniul 500 Hz — 2120 Hz deplasarea acului gravor se face cu viteză constantă, iar în domeniul 2120 Hz — 20 kHz din nou cu amplitudine constantă.

Pentru redarea discurilor stereo, s-a generalizat utilizarea dozelor magnetice, a căror tensiune de ieșire este direct proporțională cu viteza de deplasare a acului de citire.

La redarea cu o doză magnetică, a unui disc la care s-a efectuat înregistrarea unui semnal de nivel constant, în tot domeniul de frecvențe audio, la ieșirea dozei amplitudinea semnalului urmărește curba „b" din fig. 6.15

Din acest motiv, preamplificatorul dozelor electromagnetice trebuie să. corecteze caracteristica utilizată la înregistrare, pentru a obține o caracteristică globală înregistrare — redare liniară. Această caracteristică de corecție, utilizată la redare, se numește curbă RIAA de egalizare (Record Industry Association of America) și este prezentată în fig. 6.15 curba „*a*", fiind o curbă simetrică cu curba „*b*".

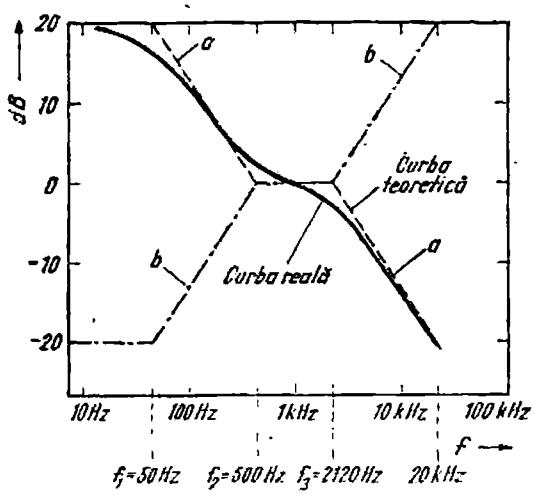


Fig. 6.15. Caracteristica standardizată de înregistrare *(b)* și de redare *(a)* a discurilor.
Caracteristica de înregistrare (curba *b*).
10 Hz ÷ 50 Hz înregistrare cu amplitudine constantă.
50 Hz ÷ 500 Hz înregistrare cu viteză constantă.
500 Hz ÷ 2120 Hz înregistrare cu amplitudine constantă.
2120 Hz ÷ 20 kHz înregistrare cu viteză constantă.
Caracteristica de redare *(a)* curba RIAA este simetrică cu curba *(b)*.

Dozele ceramice sau cu cristal, diferit de cele magnetice, au tensiunea de ieșire direct proporțională cu amplitudinea de deplasare a acului. Pentru o reproducere cu astfel de doze, a programului sonor, nivelul la ieșire scade cu 12 dB în intervalul 500 Hz — 2120 Hz. Deși problema pare a fi serioasă, totuși datorită răspunsului destul de slab în frecvență al acestor doze, datorită restricțiilor de utilizare (nu se utilizează în aparatura III—FI) și a nivelului la ieșire (100 mV—2 V) mare, acestea nu necesită preamplificatoare și nici circuite de corecție, ele atacînd direct etajul final de putere.

Un exemplu practic de preamplificator pentru doză magnetică este prezentat în fig. 6.16.

Preamplificatorul este echipat cu circuitul integrat LM 387 dublu amplificator cu zgomot redus. Caracteristica RIAA este realizată de rețeaua de reacție.

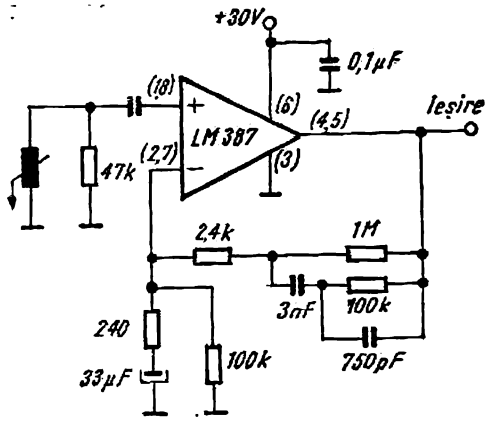


Fig. 6.16. Schema de principiu a unui preamplificator pentru doza de redare magnetică.

6.3.4. Circuitele de corecție pentru redarea înregistrării magnetice a sunetului

Preamplificatorul, utilizat pentru redarea înregistrărilor magnetice, trebuie să aibă o caracteristică de transfer bine definită, pentru a corecta sau a egaliza semnalul provenit de la capul magnetic de redare.

Banda magnetică este înregistrată în condițiile în care capul de înregistrare este parcurs de un curent de audiofrecvență constant, corespunzător unui nivel constant auditiv, în tot domeniul de frecvențe.

Capul de magnetofon sau casetofon are o comportare pur inductivă, impedanța lui crește liniar cu frecvența ($Z = 2\pi fL$) și ca urmare, tensiunea de ieșire, la redare, este liniar crescătoare cu frecvența. În fig. 6.17 este prezentată o curbă caracteristică de răspuns a unui cap de redare. Caracteristica de răspuns are la frecvențe mari o cădere puternică. Primul motiv este viteza limitată a benzii magnetice. Cu cît viteza benzii este mai mare, cu atît este disponibil mai mult material magnetic pentru a capta cîmpul magnetic cu variație rapidă. Al doilea motiv este dimensiunea limitată a întrefierului capului de redare. La frecvențe ridicate lungimea de undă a semnalului înregistrat devine comparabilă cu lățimea întrefierului, iar atunci cînd devin egale, semnalul la ieșire se anulează. De asemenea, la frecvențe mari, apare și fenomenul de demagnetizare a benzii și pierderi suplimentare în capul magnetic, atît la înregistrare cît și la redare.

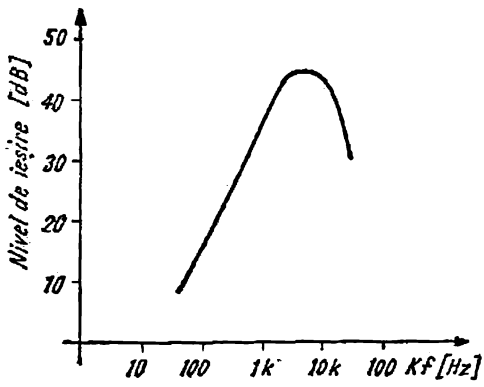


Fig. 6.17. Semnalul la ieșirea unui cap de redare, în situația redării unei benzi magnetice înregistrate cu inducție constantă (nivel constant) în tot domeniul de frecvențe.

Pentru a compensa aceste pierderi, la înregistrare, frecvențele înalte sînt favorizate (fig. 6.18, curba *b*).

Caracteristica globală de înregistrare și caracteristica de redare

a preamplificatorului (fig. 6.19) se compensează reciproc, obținîndu-se o caracteristică globală, înregistrare — redare, liniară.

Trebuie precizat că fiecare tip de cap de înregistrare are altă caracteristică, ceea ce impune o anumită formă a caracteristicii de transfer a amplificatorului de înregistrare. De asemenea, caracteristica globală de înregistrare depinde și de viteza de deplasare a benzii magnetice. În aceste condiții și caracteristica de transfer a preamplificatorului de redare se va modifica în

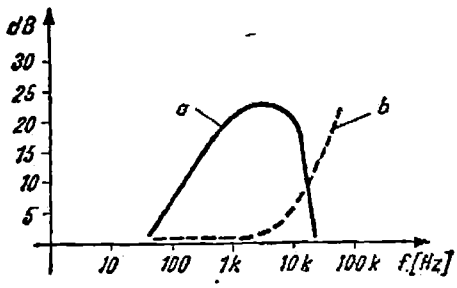


Fig. 6.18. Pentru compensarea pierderilor la frecvențe înalte, datorate caracteristicii capului de redare, frecvențele înalte sînt favorizate, la înregistrare, după curba *b* (caracteristica amplificatorului de înregistrare).

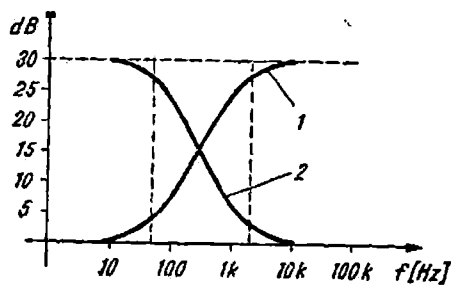


Fig. 6.19. Caracteristicile de înregistrare și de redare.
Curba *1*—reprezintă caracteristica globală de înregistrare, formată din suma curbelor *a* și *b* din fig. 6.18.
Curba *2* — reprezintă caracteristica de transfer a preamplificatorului de redare.

mod corespunzător. În fig. 6.20 este prezentată schema de principiu a unui amplificator de înregistrare.

Semnalul de audiofrecvență atacă un etaj repetor pe emitor, care este folosit ca etaj adaptor de impedanță (adaptarea la impedanța mică a capului de înregistrare). Grupul *RC* din emitorul etajului are o constantă de timp astfel aleasă încît începînd cu 1 kHz condensatorul *C* începe să scurtcircuiteze rezistența *R* mărind nivelul frecvențelor înalte la ieșire (în fig. 6.18.*b*). Circuitul L_0C_0 acordat pe frecvența f_0 a oscilatorului, nu permite divizarea curentului de premagnetizare ($f_0 = 70—100$ kHz) prin etajul amplificator de audiofrecvență. Condensatorul semireglabil C_p, reglează nivelul curentului de premagnetizare, prin capul de înregistrare.

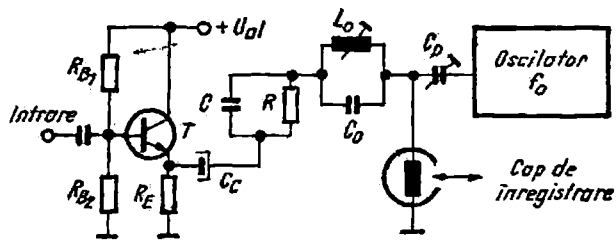


Fig. 6.20. Schema de principiu a unui amplificator de înregistrare.

În fig. 6.21. este prezentată schema unui amplificator de înregistrare realizat cu circuitul integrat LM 381, utilizat în montaj de amplificator operațional. Caracteristica de transfer este dată de rețeaua de reacție.

Condensatorul de 0.27 μF începe să acționeze la frecvențele peste 4 kHz, micșorînd reacția și astfel mărindu-se amplificarea etajului. Amplificarea

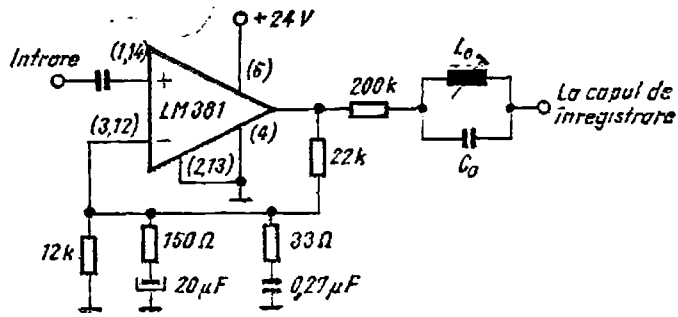


Fig. 6.21. Amplificator de înregistrare realizat cu circuitul integrat LM 381.

etajului crește cu 6 dB/octavă (se dublează cu dublarea frecvenței), pînă la frecvența de tăiere a capului de înregistrare de aproximativ 16 kHz (dată de grupul 33 ohm + 0.27 μF).

Peste această frecvență amplificarea nu mai crește, fiind păstrată constantă, deoarece capul de înregistrare nu mai este eficace. Rezultă faptul, că pentru fiecare tip de cap de înregistrare, caracteristica de corecție din amplificatorul de înregistrare, are altă formă, pentru a obține caracteristica globală de înregistrare (fig. 6.19.).

La redarea înregistrărilor făcute pe benzi magnetice, preamplificatorul de redare are caracteristica din fig. 6.19., pentru a se obține în final o caracteristică înregistrare-redare liniară.

Preamplificatoarele de redare pot fi realizate cu tranzistoare cu siliciu sau cu circuite integrate. În fig. 6.22.*a* este prezentată schema de principiu a unui preamplificator echipat cu tranzistoare.

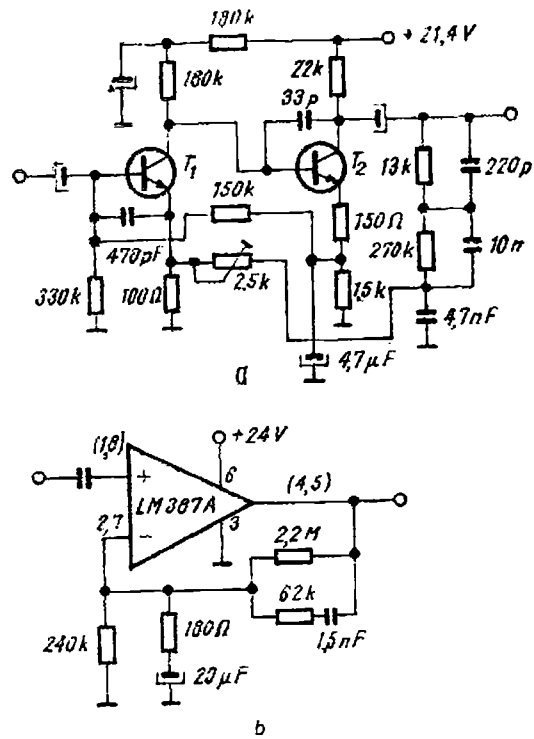


Fig. 6.22. Preamplificatoare de redare, realizate cu tranzistoare *(a)* și a unui circuit integrat *(b)*.

Preamplificatorul prezentat este format din două etaje amplificatoare echipate cu tranzistoarele T_1 și T_2, cuplate în curent continuu. De la ieșirea preamplificatorului se aplică în emitorul tranzistorului T_1 o reacție negativă printr-o rețea RC. La frecvențe sub 50 Hz, amplificarea montajului este maximă. Peste 50 Hz condensatorul de 10 nF începe să șunteze rezistența paralel de 270 kohm, aducînd la intrare o tensiune de reacție cu nivel crescător cu frecvența. Amplificarea montajului scade liniar cu creșterea frecvenței. Peste frecvența de 2 kHz rețeaua de reacție menține tensiunea de reacție negativă constantă. Caracteristica amplificare frecvență corespunde curbei 2 din fig. 6.19.

Din semireglabilul de 2,5 Kohm se ajustează amplificarea globală a preamplificatorului, pentru egalizarea amplificărilor canalelor stînga și dreapta.

În fig. 6.22.*b* este prezentată schema de principiu a unui preamplificator de redare echipat cu circuitul integrat de dublu LM 378A.

Condensatorul de 1,5 nF împreună cu rezistența de 2,2 Mohm dau o caracteristică căzătoare a amplificării, începînd cu frecvența de 50 Hz, pînă la frecvența de 1770 Hz (dată de grupul 62 kohm și 1,5 nF), după care amplificarea etajului se păstrează constantă. Amplificarea etajului la frecvența de 1 kHz este dată de raportul dintre rezistențele de 62 kohm și 180 ohm. Condensatorul electrolitic de 20 μF dă frecvența de tăiere de 40 Hz, sub care amplificarea etajului cade puternic.

Datorită amplificărilor mari la frecvențe joase, preamplificatoarele de redare, sînt foarte sensibile la drumul de rețea de 50 Hz și la fluxurile magnetice de dispersie, care pot produce zgomote de frecvențe joase.

6.4. Amplificatoare finale de audiofrecvență

Amplificatoarele finale de audiofrecvență, au rolul de a prelua semnalul de audiofrecvență, prelucrat de amplificatorul de semnal mic și de a-l aduce la nivelul necesar pentru atacul difuzorului, sau a sistemului de difuzoare, care îl transformă în unde acustice.

Amplificatorul final, este realizat din mai multe etaje amplificatoare de tensiune, care mărește nivelul semnalului de audiofrecvență pînă la nivelul necesar atacului etajului final de putere.

Etajul final de putere realizat în prezent, aproape în exclusivitate sub forma unui etaj în contratimp clasă *B* are amplificarea în tensiune subunitară fiind un amplificator de curent. În fig. 6.23. este prezentată schema de principiu a unui etaj de putere în clasă *B* echipat cu tranzistoare complementare.

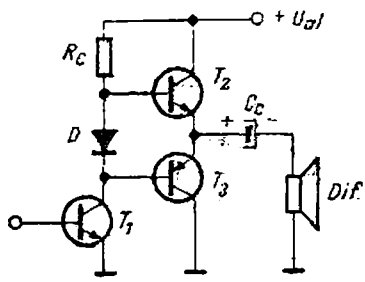


Fig. 6.23. Schema de principiu a unui amplificator final în contratimp clasă *B*.

Tranzistoarele $T2$ și $T3$ sînt tranzistoarele complementare de putere npn ($T2$) și pnp ($T3$). Tranzistorul $T1$ este amplificatorul prefinal.

Dioda D realizează prepolarizarea bazelor tranzistoarelor finale, care sînt la limita de deschidere. Condensatorul de cuplaj cu sarcina (difuzorul), Cc, are pe lîngă rolul de separare în curent continuu și rolul de rezervor de

energie pentru semiperioada cînd nu este utilizată tensiunea de alimentare ca rezervor de energie.

În fig. 6.24. este prezentată circulația curenților prin tranzistoarele finale de putere, în cazul redării unui semnal sinusoidal.

La apariția alternanței pozitive de tensiune, în colectorul tranzistorului prefinal, tranzistorul *T2* de tip npn se deschide, deoarece tensiunea bază emitor crește, în timp ce tranzistorul *T3* se blochează (tensiunea bază emitor scade). Tensiunea din emitoarele tranzistoarelor finale este jumătate din

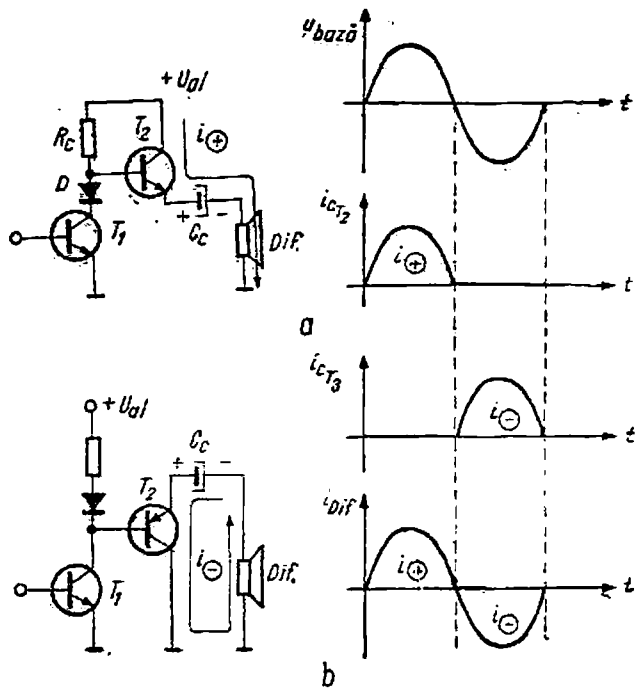


Fig. 6.24. *a* — Circulația curentului prin difuzor și prin tranzistorul *T2*, pe durata alternanței pozitive; *b* — Circulația curentului prin difuzor și prin tranzistorul *T3*, pe durata alternanței negative.

tensiunea de alimentare, în situația de repaos (fără semnal). Condensatorul *Cc* este încărcat cu o tensiune egală cu 0,5 *Ual*.

La deschiderea tranzistorului T2, curentul de colector va străbate condensatorul de cuplaj, sarcina (difuzorul) și se închide prin traseul de masă la sursa de alimentare (+ Ual).

La apariția alternanței negative, tranzistorul *T2* se blochează și începe să conducă tranzistorul *T3* (pnp). Sursa de energie este acuma condensatorul Cc, care va debita un curent prin *T3* și prin difuzor. Sensul curentului prin difuzor, este de data aceasta invers cazului conducției tranzistorului *T2*. Forma curentului prin difuzor va copia forma tensiunii din colectorul tranzistorului prefinal.

Valoarea condensatorului de cuplaj Cc se alege foarte mare, astfel ca la frecvențe audio coborîte să se comporte ca o sursă ideală de tensiune.

Sub frecvența f_0 dată de relația:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi Cc \cdot R_D}$$

condensatorul de cuplaj începe să conteze în circuit, el se va încărca la semialternanțele pozitive și se va descărca la semialternanțele negative. Frecvența f_0 se numește frecvența de tăiere și ca semnificație fizică, corespunde situației în care reactanța condensatorului de cuplaj devine egală cu valoarea rezistenței ohmice a difuzorului.

Pentru difuzoare cu valori de 4 ohmi, condensatorul Cc trebuie să aibă valori de ordinul miilor de microfarazi fiind voluminos și scump. Pentru eliminarea condensatorului de cuplaj, multe etaje finale de audiofrecvență se alimentează simetric, cu o tensiune pozitivă și una negativă, egale ca valoare, prezentînd două avantaje principale, eliminarea unei piese scumpe și redarea corectă a frecvențelor foarte joase din spectrul audio (fig. 6.25.).

La mărirea nivelului semnalului de atac al tranzistoarelor finale, acestea vor intra în saturație, iar semnalul de ieșire, de pe difuzor va fi limitat sus și jos (fig. 6.26)

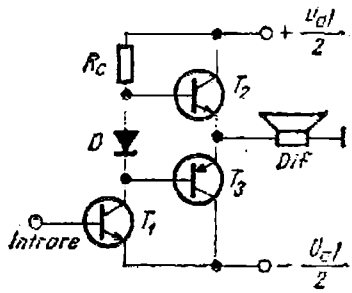


Fig. 6.25. Etaj final de AF, în contratimp, clasă *B*, fără condensator de cuplaj cu difuzorul.

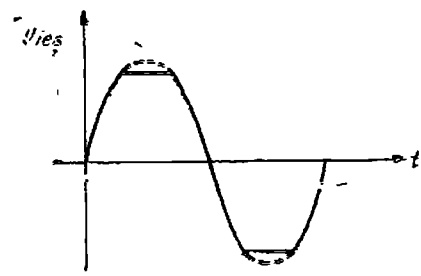


Fig. 6.26. Limitarea tensiunii de ieșire, pe difuzor la semnale mari.

Pentru a putea merge la puterea maximă pe ieșire, cu distorsiuni minime, semnalul la ieșire trebuie să se limiteze simetric, adică simultan sus și jos. Acest lucru se obține din deplasarea punctului static de funcționare a tranzistoarelor finale pentru o tensiune în emitor egală cu 0,5 din tensiunea de alimentare. Acest reglaj, se poate efectua dintr-un potențiometru, intercalat pe tensiunea de polarizare a unuia din tranzistoarele amplificatoare de tensiune. La amplificatoarele, mai simple, acest reglaj lipsește.

Regimul de funcționare în clasă B a unui tranzistor, este caracterizat printr-un curent foarte mic de colector, la limita de deschidere a tranzistorului, în lipsa semnalului util. La apariția semnalului, care poate fi de exemplu un semnal sinusoidal, tranzistorul se deschide, numai la semia l-

ternanța ce duce la creșterea tensiunii bază emitor, pe durata celeilalte semialternanțe tranzistorul fiind blocat (fig. 6.27.)

Curentul I_{co} din fig. 6.27. se numește curent de repaus. În cazul existenței a două tranzistoare complementare, în montaj contratimp, funcție de valoarea lui I_{co}, regimul de funcționare al tranzistoarelor finale, se poate modifica, ca în fig. 6.28.

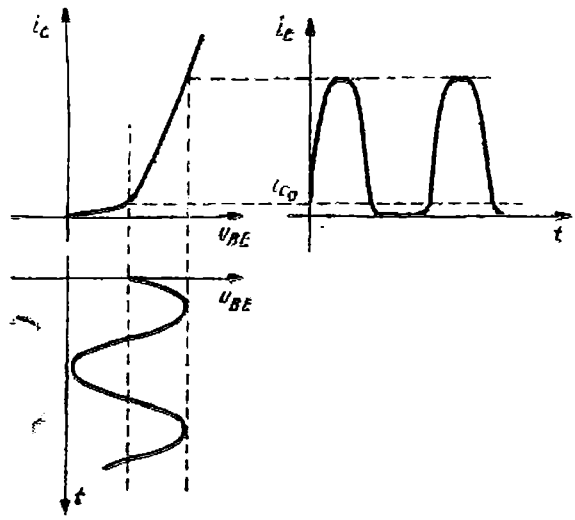


Fig. 6.27. Tensiunea de comandă bază — emitor și curentul de colector, pentru un tranzistor funcționînd în clasă *B*.

În cazul în care curentul de repaus este zero, la trecerea stării de conducție, de la un tranzistor la celălalt, apare o distorsiune (ca în fig. 6.28 *a*), numită distorsiune de racordare. Această distorsiune este foarte supărătoare la audiția semnalelor slabe (volum mic). Mărindu-se curentul de repaus I_{co} și implicit tensiunile bază emitor ale celor două tranzistoare finale, această distorsiune dispare.

La limita de dispariție a distorsiunii de racordare, tranzistoarele finale vor lucra într-un regim corect în clasă B. Mărindu-se mai mult curentul I_{co} și tensiunile bază-emitor, tranzistoarele finale pot trece în regim de lucru în clasă A — B. Regimul de lucru în clasă A — B este caracterizat prin distorsiuni foarte mici la semnal mic, dar printr-un consum suplimentar de

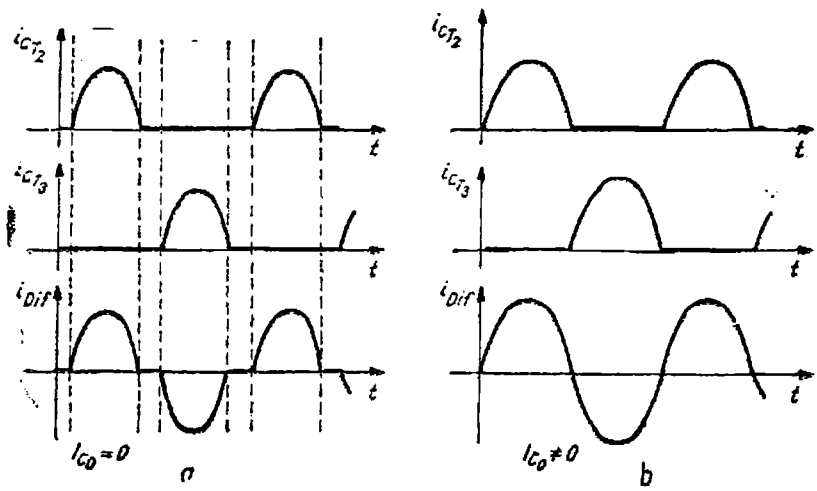


Fig. 6.28. *a* — Forma curenților prin tranzistoarele finale și prin difuzor, în situația unui curent de repaus nul; *b* — Forma corectă a curenților prin tranzistoarele finale și prin difuzor, pentru un curent de repaus corect reglat.

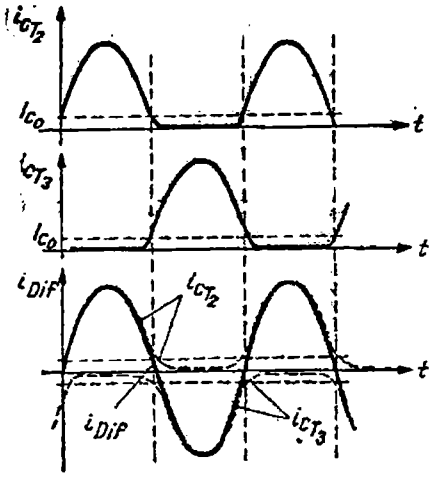


Fig. 6.29. Forma curenților prin tranzistoarele finale și prin difuzor, la funcționarea în clasă $A-B$ (curent de repaus foarte mare).

putere la nivelul tranzistoarelor finale (fig. 6.29.).

Mărirea în continuare a curentului de repaus I_{c0} nu mai aduce nici un plus de calitate, în redarea semnalelor de audiofrecvență, ci un consum suplimentar, inutil, de putere în tranzistoarele finale.

În schemele electrice ale amplificatoarelor finale de audiofrecvență, se precizează valoarea curentului de repaus, ce străbate tranzistoarele finale. În cazul în care nu se precizează acest curent, se va utiliza un osciloscop, montat pe difuzor și se va regla din potențiometrul de reglaj al curentului de repaus, în prezența unui semnal sinusoidal de nivel mic, curentul de repaus pentru o oscilogramă ca în fig. 6.28 *b*, venind de la o formă de semnal ca în fig. 6.28 *a*.

La amplificatoarele de mare putere, regimurile de lucru accidentale (de exemplu scurtcircuitarea sarcinii în timpul funcționării, oscilații datorate sarcinilor reactive etc.) pot produce distrugerea instantanee a tranzistoarelor finale.

De aceea în multe scheme practice se utilizează circuite de limitare a curentului prin tranzistoarele finale (fig. 6.30.).

Tranzistoarele limitatoare *T2* și *T3* sînt polarizate, în joncțiunea bază emitor, de o fracțiune din tensiunea ce cade pe RE_1 și RE_2.

Poziția cursorului potențiometrului P_1 sau P_2, este astfel aleasă, încît la intrarea în limitare a tranzistoarelor finale, să înceapă să lucreze circuitul de protecție. La depășirea curentului limită admis, tensiunea pe RE_1 sau RE_2 crește pînă la depășirea tensiunii de 0,7 V în joncțiunea bază-emitor a tranzistorului *T2* sau *T3*.

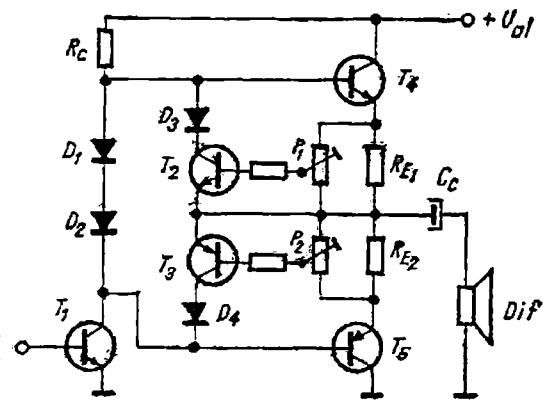


Fig. 6.30. Schema de principiu a unui etaj final în contratimp clasă B, cu protecție la suprasarcină, prin blocarea tranzistoarelor finale.

Tranzistorul limitator se deschide și blochează joncțiunea *BE* a tranzistorului final corespunzător, limitînd curentul prin acesta din urmă pînă la dispariția cauzei suprasarcinei (de exemplu scurt-circuitul pe ieșire).

În cazul în care nu se pot găsi două tranzistoare complementare, sau puterile de ieșire sînt foarte mari și se impune încărcarea mică în putere a etajului prefinal se pot utiliza etaje finale de audiofrecvență, în montaj cvasicomplementar, utilizînd în locul tranzistoarelor finale montaje tip Darlington, denumite dublet sau triplet (fig. 6.31.).

Pentru prepolarizarea tranzistoarelor finale, în fig. 6.31 *a*. sînt utilizate două diode în conducție directă. În fig. 6.31 *b*. este prezentat un montaj numit „diodă multiplicativă" realizat cu tranzistorul *T2* și un divizor reglabil în bază. Cu acesta se reglează tensiunea colector emitor a tranzistorului *T2* și implicit curentul de repaus prin tranzistoarele finale de putere.

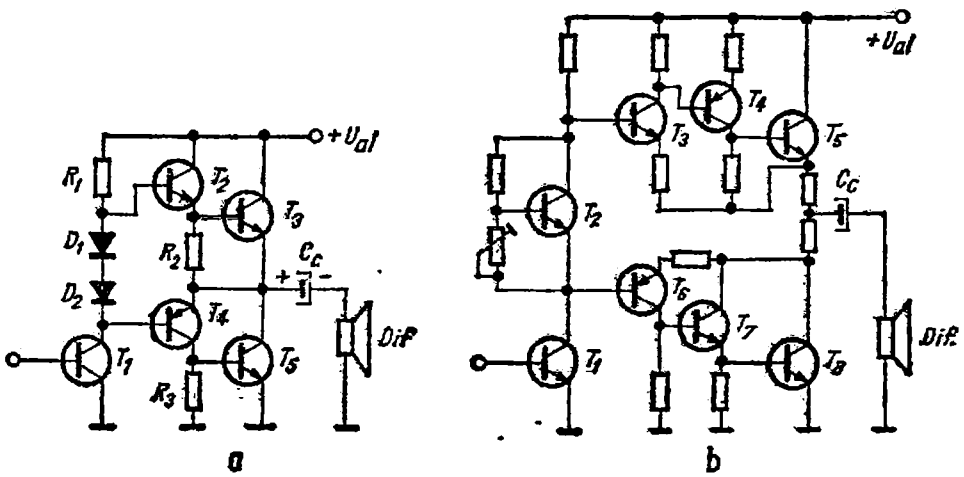


Fig. 6.31. *a* — Schema de principiu a unui etaj final contratimp clasă B cu dublet; *b* — schema de principiu a unui etaj final contratimp clasă B cu triplet.

În schemele de amplificatoare finale contratimp clasă B, cu ieșire pe condensator, apar distorsiuni nesimetrice la nivele mari, care conduc la apariția unei componente continue, modificînd sarcina statică a condensatorului de cuplaj. Practic, la nivele mari apare deplasarea punctului static de funcționare în sensul egalizării factorilor de utilizare a tranzistoarelor finale. La micșorarea semnalului punctul static de funcționare revine la situația inițială. În amplificator apar în acest moment procese tranzitorii, care pot duce la blocarea temporară a întregii căi de amplificare. Fenomenul se numește „distorsiune de încercare". Pentru eliminarea acestui tip de distorsiune, se poate folosi soluția eliminării condensatorului de cuplaj cu sarcina, ca în fig. 6.25.

La nivelele mari de atac ale tranzistoarelor finale distorsionarea nesimetrică a formei de undă are două cauze:

— neliniaritatea tranzistorului pilot la curenți mici.

— scăderea factorului de amplificare a tranzistorului de putere la curenți mari.

Fenomenul de limitare nesimetrică apare de exemplu, pentru montajul din fig. 6.23. pentru vîrful alternanței pozitive, corespunzătoare conducției tranzistorului *T2*. Tranzistorul *T1* este la limita de blocare, iar tranzistorul T_3 nu are curent suficient în bază prin rezistența R_C, pentru a fi adus în saturație.

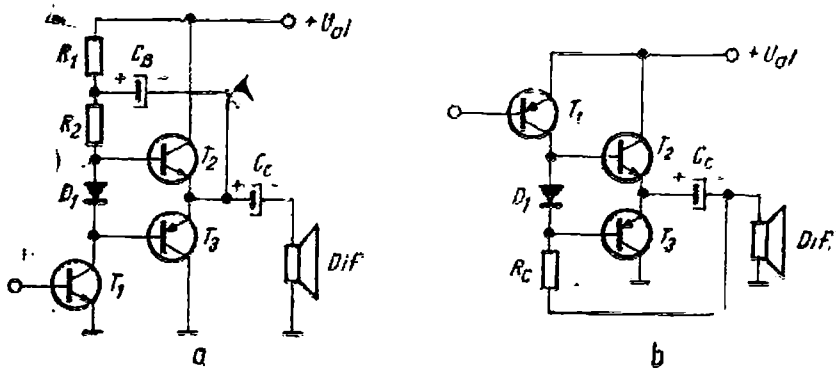


Fig. 6.32. Variante de montaj bootstrap.

Pentru a scăpa de acest inconvenient există două soluții:

— tensiune separată de alimentare pentru tranzistorul pilot, mai mare decît tensiunea de alimentare a tranzistoarelor finale.

— utilizarea conexiunii bootstrap, care practic realizează tot creșterea tensiunii de alimentare a tranzistorului pilot pentru alternanțele pozitive ce comandă tranzistorul final T_2 (fig. 6. 32 *d*) sau pentru alternanțele negative, care comandă tranzistorul T_3 (fig. 6.32. *b*).

În fig. 6.32 sînt prezentate două variante de montaje bootstrap. În fig. 6.32 *a*. reacția este aplicată printr-un condensator electrolitic C_B, rezistența, din colectorul etajului prefinal, fiind împărțită în două *(RC = R1 + R2)*. În fig. 6.32 *b*. reacția bootstrap este aplicată direct, prin închiderea circuitului etajului prefinal prin sarcină.

În principiu reacția bootstrap mărește tensiunea de alimentare a etajului prefinal. la vîrfurile de modulație. De exemplu, în schema din fig. 6.32 *b*, pentru alternanța negativă a semnalului util, rezistența R_C nu va avea capătul inferior la tensiunea masei, ci la o tensiune negativă, care va fi cu atît mai mare cu cît semnalul util este mai mare.

Capitolul 7

Circuite de videofrecvență

7.1. Generalități

Circuitele de videofrecvență sînt utilizate în prelucrarea semnalelor de videofrecvență, deci sînt circuite specifice televiziunii. Semnalele de videofrecvență au un spectru de frecvență de la 0 Hz la 6,5 MHz, conform normei OIRT. Aceste circuite de videofrecvență realizează amplificarea semnalului video complex alb — negru sau color pînă la nivelele necesare impuse de atacul corect al tubului cinescop. În marea majoritate a cazurilor semnalul video complex este aplicat pe catodul tubului cinescop, pe grila G_1 aplicîndu-se o tensiune continuă pentru reglajul de strălucire a imaginii (fig. 7.1.).

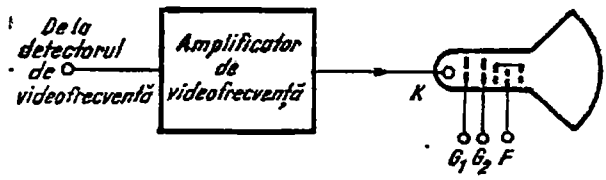


Fig. 7.1. Comanda tubului cinescop de amplificatorul de videofrecvență.

Semnalul de videofrecvență modulează în intensitate faciculul de electroni emis de catodul tubului cinescop, prin modificarea tensiunii dintre grila 1 și catod. Fasciculul de electroni al tubului cinescop se deplasează pe ecran sincron cu fasciculul de explorare de la emisie și prin modificarea strălucirii punctelor ecranului, sintetizează imaginea de la emisie. Ne putem da seama, că pentru a reproduce cele mai fine detalii ale imaginii și păstrarea rapoartelor de strălucire între detaliile imaginii transmise, amplificatorul de videofrecvență trebuie să aibă o bandă de trecere cît mai largă (pentru redarea tuturor detaliilor imaginii) și o caracteristică de amplificare, sau de trecere, cît mai liniară și mai uniformă în toată gama de frecvențe utile.

În cazul în care banda de trecere este îngustă imaginea reprodusă nu mai are claritate, contururile sînt șterse, „spălăcite".

Caracteristica ideală amplificare — frecvență trebuie să fie ca în fig. 7.2.

Caracteristica de fază a amplificatorului trebuie să fie cît mai liniară posibil sau să aibă în tot domeniul de frecvențe același sens de variație.

În caz contrar componentele de diferite frecvențe din semnalul de videofrecvență nu mai ocupă aceleași locuri în semnal, ca la intrarea în amplificator și dau pe imaginea reprodusă contururi multiple, numite și „dubluri".

Amplificatoarele de videofrecvență trebuie să aibă o caracteristică de amplificare cît mai liniară adică să aibă aceeași amplificare atît pentru semnalele de amplitudine mică, cît și pentru cele de amplitudine mare (fig. 7.3.).

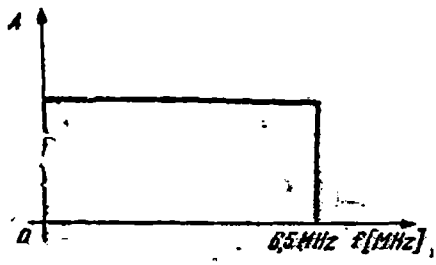


Fig. 7.2. Caracteristica ideală amplificare — frecvență a unui amplificator de videofrecvență.

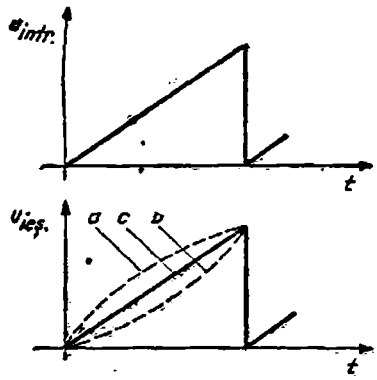


Fig. 7.3. Aprecierea liniarității amplificării unui etaj de videofrecvență se face cu ajutorul unei tensiuni liniar variabile aplicate la intrarea amplificatorului, curbele *a* și *b* prezintă formele tensiunii de ieșire pentru un amplificator neliniar, curba ideală este curba *c*.

De asemenea în circuitele de videofrecvență se fac anumite prelucrări ale semnalului util, cum ar fi reglajul nivelului de ieșire (reglajul de contrast), eliminarea semnalelor perturbatoare (atenuarea frecvenței subpurtătoare de sunet, atenuarea frecvenței subpurtătoare de crominanță), refacerea componentei continue a semnalului video-complex (în cazul folosirii între etaje a unor condensatoare de cuplaj) și alte prelucrări impuse de forma semnalului ce se dorește a fi obținut, ca:-adăugarea unor semnale suplimentare de comandă a tubului cinescop; — stingerile linii sau cadre, sau adunarea și scăderea unor semnale video pentru obținerea unor semnale complet noi (matricierea video în televiziunea în culori).

7.2. Etajele de videofrecvență utilizate în TV alb-negru

Etajele de videofrecvență utilizate în televizoarele alb-negru sînt: etaje de semnal mic și etaje de semnal mare.

7.2.1. Etaje de videofrecvență de semnal mic

Deoarece semnalul video-complex, după detecție, are un nivel suficient pentru comanda etajului amplificator final, etajul de videofrecvență de semnal mic nu are rol de amplificare. El are rol de adaptor de impedanță

și de separare a căilor de semnal pentru semnalul video- complex, semnalul de sunet (6,5 MHz — a doua frecvență intermediară sunet) și semnalul video-complex utilizat pentru atacul etajelor de sincronizare.

În fig. 7.4. este prezentat un etaj de videofrecvență de semnal mic, utilizat la TV portabil tranzistorizat.

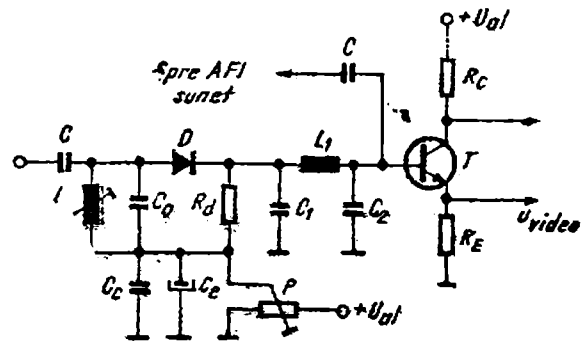


Fig. 7.4. Etaj de videofrecvență de semnal mic.

Circuitul acordat L_0 C_0 este secundarul ultimului filtru de bandă al amplificatorului de frecvență intermediară. Dioda D este dioda de detecție video. C_1 L_1 C_2 formează un filtru trece jos pentru separarea semnalului de videofrecvență detectat de resturile semnalului de frecvență intermediară. Rezistența R_d este sarcina circuitului de detecție.

Tranzistorul T este elementul activ al etajului de videofrecvență. El lucrează pentru calea de semnal ca repetor pe emitor, iar pentru calea de sincronizare funcționează ca amplificator inversor.

Tranzistorul utilizat ca element activ este un tranzistor obișnuit cu siliciu, planar epitaxial tip BC 108, în capsulă metalică sau din familia BC 172 în capsulă de plastic, avînd frecvența de tranziție f_T mai mare de 100 MHz.

Limitarea funcționării la frecvențe înalte este dată în principal de existența capacității de intrare a tranzistorului (între bază și emitor) și a capacității de ieșire (colector-emitor). Capacitățile proprii de intrare sau de ieșire ale unui tranzistor cît și capacitățile parazite sau fizice din montaje limitează funcționarea etajelor respective la frecvențe înalte prin efectul de scurtcircuitare („șuntare") a rezistențelor din circuit.

Din acest motiv în etajele de videofrecvență de nivel mic unde nu se cer amplificări mari, rezistențele din circuit sînt de valori mici, pentru a se obține lărgimi mari de bandă, fără utilizarea unor circuite speciale de corecție.

În cazuri deosebite se poate utiliza lărgirea benzii de trecere a unui etaj amplificator tranzistorizat, prin utilizarea unei reacții negative în emitorul tranzistorului (fig.7.5.).

Rezistența R_E din emitor micșorează amplificarea etajului, în schimb mărește banda de frecvență de trecere. În fig. 7. *ób.* este prezentată curba *1*, cînd R_E ar fi decuplată în videofrecvență prin condensatorul figurat punctat C_E.

Prin introducerea rezistenței R_E în circuit (înlăturarea lui C_E) amplificarea scade, ca în curba *2*, la valoarea *A2* iar banda de frecvențe crește de la f_1 la f_2.

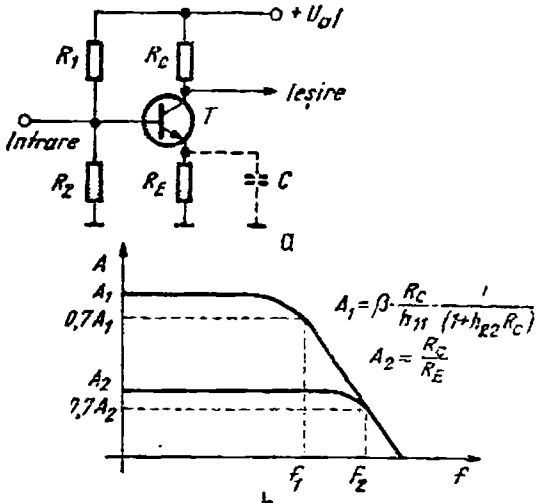


Fig. 7.5. *a* — Etaj amplificator de videofrecvență cu reacție negativă în emitor; *b* — Modificarea amplificării și benzii de trecere a etajului cu reacție negativă în emitor și cu emitorul decuplat în alternativ.

7.2.2. Etaje de videofrecvență de semnal mare

Aceste etaje au rolul de a amplifica semnalul video-complex pînă la nivelul impus de atacul corect al tubului cinescop. Avînd în vedere că semnalul obținut după detecția video atinge amplitudini în jurul valorii de 2,5 V_{vv}, iar semnalul pentru atacul tubului cinescop variază între 60 V_{vv} la TV portabile și 80 V_{vv} la TV staționare, este suficient un singur etaj amplificator. Amplificarea unui etaj final de videofrecvență va fi de aproximativ de 25 ÷ 35 de ori. Pentru obținerea unor amplificări atît de mari, se utilizează rezistențe de sarcină de valori mari, între 4,7 kohm și 8,2 kohm. În aceste condiții etajul amplificator nu poate fi un simplu etaj *RC*, deoarece atît capacitatea de intrare cît și capacitatea de ieșire ale tranzistorului amplificator vor tăia puternic din banda de trecere. Pentru anularea efectului capacității de intrare, etajul amplificator final de videofrecvență este atacat cu impedanță foarte mică, de un etaj repetor pe emitor.

Pentru compensarea efectului capacității de ieșire a tranzistorului și a capacităților parazite din circuitul de colector se utilizează circuite de corecție.

În fig. 7.6. este prezentat un amplificator final de videofrecvență utilizînd o reacție negativă în emitor.

În fig. 7.5 *b* este redată curba de transfer a etajului, fără reacție negativă și cu reacție negativă ($R_E = R_{E_1} + R_{E_2}$). Pentru îmbunătățirea comportamentului la frecvențe înalte se introduce circuitul R_{E_3} C_E ca în figura 7.6.

Începînd cu o anumită frecvență (fig. 7.6 *b*), condensatorul C_E își diminuează valoarea, introducînd în circuit rezistența R_{E_3} în paralel cu R_{E_2}. R_{E_3} fiind mult mai mică decît R_{E_2} va avea ca efect micșorarea reacției

negative la frecvențe mari și automat se va mări amplificarea etajului ca în figură. Banda de trecere a amplificatorului se mărește de la f_1 la f_2 (fig. 7.6 *b*).

Această corecție nu este suficientă, pentru atingerea unei benzi de trecere acceptabile pentru norma OIRT, care teoretic ar trebui să fie de

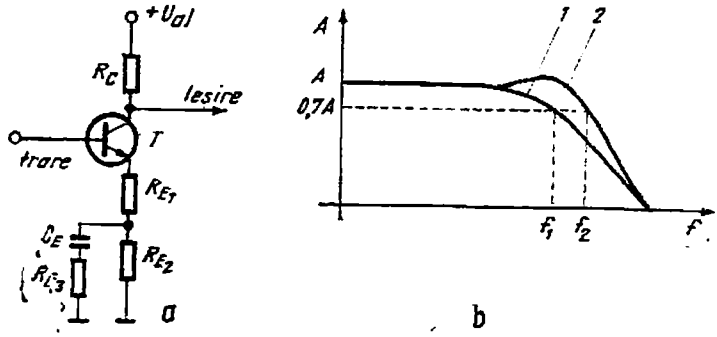


Fig. 7.6. *a* — Schema de principiu a unui etaj amplificator de videofrecvență cu circuit de corecție în emitor; *b* — Caracteristica de transfer a amplificatorului fără circuit de corecție (curba *1*) și cu circuit de corecție în emitor (curba *2*).

aproximativ 6 MHz la o atenuare de 3 dB. Practic o bandă de 4,5 ÷ 5 MHz la 3 dB ar fi acceptabilă. Dar capacitatea de ieșire colector-emitor a tranzistorului de putere fiind destul de mare și cum valoarea rezistențelor de sarcină nu poate fi micșorată (pentru păstrarea amplificării la frecvențe joase) prea mult, s-a recurs la circuite de corecție LC, tip rezonant (fig. 7.7).

Corecția utilizată în fig. 7.7 *a* se numește „corecție-derivație". Inductanța L_c montată în serie cu rezistența de sarcină R_s (care trebuie să aibă o comportare pur rezistivă la frecvențe înalte, deci nu trebuie utilizată o rezistență bobinată) nu influențează funcționarea amplificatorului la frecvențe joase și medii. Amplificarea etajului prevăzut cu reacție negativă, prin R_E este:

$$A_{fj} = \frac{R_s}{R_E},$$

La frecvențe înalte, inductanța L_c împreună cu capacitatea totală de ieșire a etajului amplificator C_c (formată din capacitatea echivalentă de ieșire a tranzistorului și capacitatea parazită a montajului) formează un circuit rezonant paralel, mărind artificial impedanța de sarcină a tranzis-

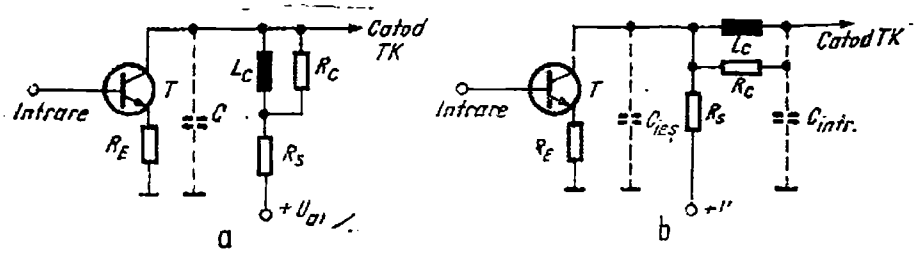


Fig. 7.7. Circuite de corecție *LC* utilizate în amplificatoarele de videofrecvență: *a* — Circuit de corecție serie, *b* — Circuit de corecție paralel.

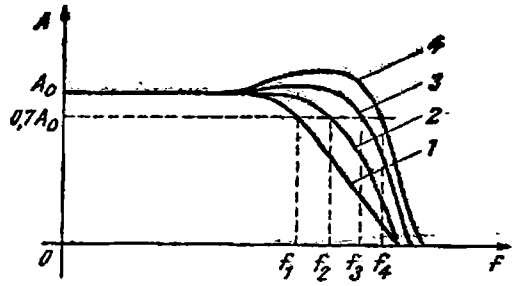


Fig. 7.8. Caracteristica amplificare-frecvenţă a unui etaj amplificator echipat cu circuite de corecţie *LC*: *1* — amplificatorul fără corecţie; *2* — corecţie insuficientă; *3* — curba ideală; *4* — corecţie prea mare.

torului. În acest fel amplificarea etajului creşte la frecvenţe înalte (fig. 7.8.).

Curbele *2*, *3*, şi *4* din fig. 7.8. arată cum se modifică caracteristica de transfer a etajului amplificator, comparativ cu comportarea în lipsa circuitului de corecţie. Se remarcă o mărire a benzii de trecere (la 3 dB), curba ideală fiind curba *3*. În cazul curbei *2* avem o subcorecţie, iar în cazul curbei *4* o supracorecţie. Aceste forme (se modifică funcţie de Q-ul (factorul de calitate) circuitului acordat, acesta putînd fi ajustat din rezistenţa R_c aflată în paralel cu L_c.

În cazul unei circuit de corecţie serie, ca în fig. 7.7 *b*., capacitatea parazită a montajului se împarte în două.

Caracteristicile de transfer nu sînt cu mult diferite de cele Fig. 7.8. În multe situaţii practice se pot întîlni ambele tipuri de corecţii, adică o combinaţie serie — paralel (fig. 7.9.).

Prin alegerea corespunzătoare a valorilor inductanţelor de corecţie L_1 şi $L2$ a rezistenţelor de amortizare $R1$ şi $R2$ se poate obţine o caracteristică de transfer foarte apropiată ca formă de cea ideală. În situaţiile practice se folosesc combinaţii de circuite de corecţie serie-paralel simultan cu corecţia prin reacţie negativă selectivă în emitor (fig. 7.10.).

Practic bobinele pentru corecţiile derivaţie sau serie se bobinează direct pe rezistenţa ce constituie şi amortizarea circuitului acordat. Bobi-

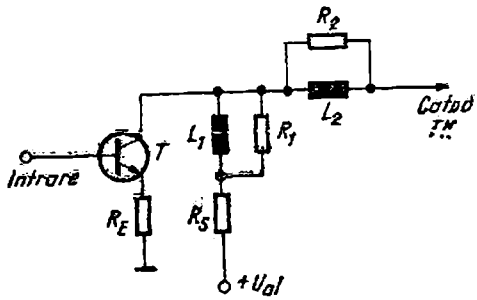


Fig. 7.9. Amplificator final de videofrecvenţă cu circuite de corecţie serie şi paralel.

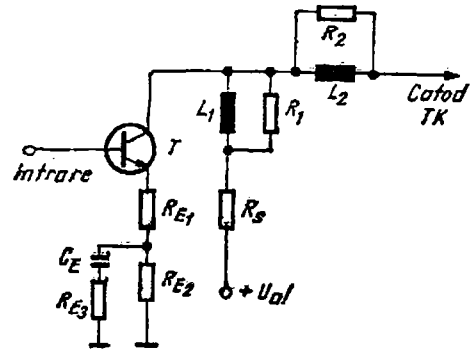


Fig. 7.10. Amplificator final de videofrecvenţă cu circuit de corecţie în emitor şi corecţie serie — paralel în colector.

najul se face tip fagure, pentru a se realiza o inductanţă cu capacitate parazită cît mai mică posibil.

Un montaj practic de amplificator final de videofrecvenţă, utilizat în mod curent în televizoarele portabile şi staţionare alb —negru, tranzistorizate, este prezentat în fig. 7.11. În circuitul prezentat se disting repetorul pe emitor echipat cu tranzistorul T_1 şi amplificatorul final video echipat cu tranzistorul T_2. Corecţiile sînt cele trei tipuri de corecţii prezentate prin

grupul 120 ohm, 56 ohm și 470 pF din emitorul lui *T2* și *L1* cu 470 kohm și *L2* cu 3.3 kohm din circuitul de colector al lui *T2*. Suplimentar apar în circuitul de colector un circuit rezonant derivație *L3* cu 56 pF (acordat pe 6.5 MHz) pentru atenuarea celei de a doua frecvențe intermediare de sunet și grupul format de dioda BA 157 cu 680 nF.

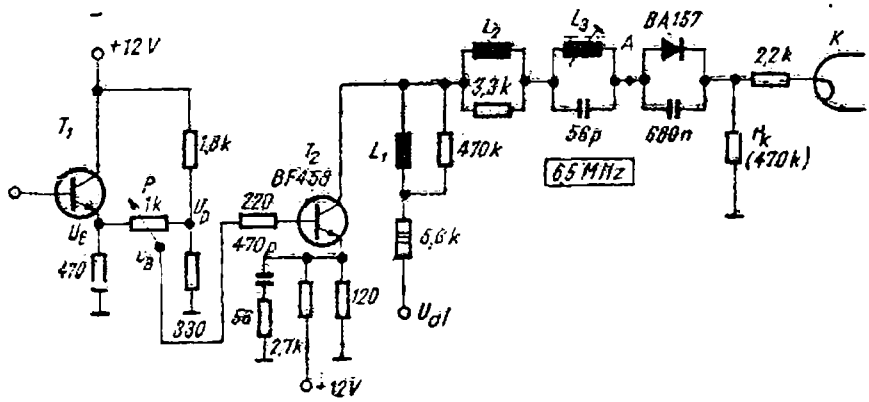


Fig. 7.11. Schema de principiu a unui amplificator de videofrecvență utilizat în televizoarele alb-negru.

Dioda BA 157 cu condensatorul montat în paralel și cu rezistența R_k de 470 kohm, montată spre masă formează circuitul de limitare al curentului de fascicul.

Funcționarea acestui circuit este ilustrată în fig. 7.12. În fig. 7.12 *a*. este prezentat semnalul video-complex în punctul A înaintea circuitului de

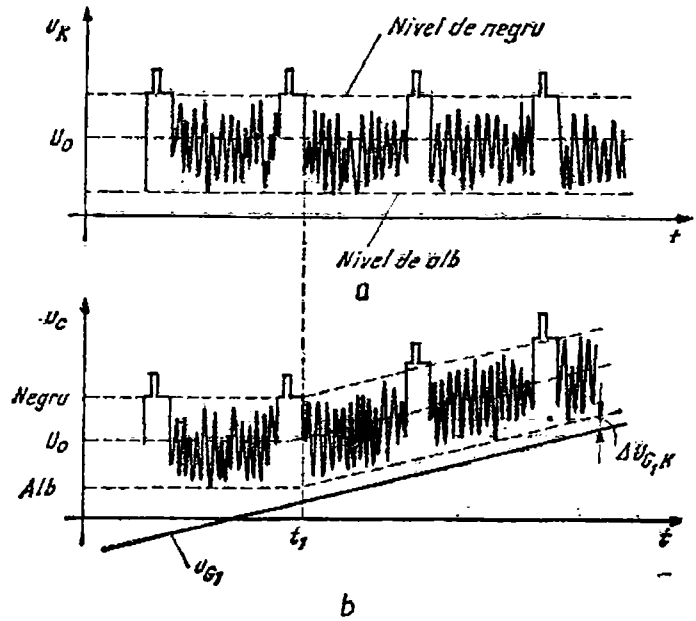


Fig. 7.12. *a* — Semnalul video complex înaintea circuitului de limitare a curentului de fascicul (punctul *A*); *b* — Semnalul video complex în catodul tubului cinescop, la acționarea potențiometrului de strălucire.

limitare a curentului de fascicul. În fig 7.12*b*. sînt figurate simultan tensiunea din catodul K al tubului cinescop și tensiunea de comandă din grila 1 (U_{G_1}) furnizată de potențiometrul de strălucire, măsurată față de masă. Cît timp U_{G_1} are valori negative, dioda BA 157 este deschisă și tensiunea din punctul A se regăsește integral în catod. Presupunem că acționăm potențiometrul de strălucire, dîndu-i o variație liniară de la lumină mică spre lumină mare. În momentul în care U_{G_1} avînd o creștere liniară se apropie de valoarea tensiunii din catod, corespunzătoare nivelului de alb, căderea de tensiune pe rezistența R_k, dată de curentul de fascicol depășește valoarea tensiunii din punctul A, dioda BA 157 se blochează iar semnalul video-complex se aplică în catodul tubului cinescop prin condensatorul paralel (6S0 nF). Mărind în continuare tensiunea U_{G_1}, tensiunea din catod crește în aceași măsură, păstrîndu-se o diferență de tensiune între grilă și nivelul de alb din catod ($\Delta U_{G,K}$) constantă și negativă.

În acest fel se elimină pericolul ca tensiunea de grilă să depășească accidental tensiunea de catod, corespunzătoare nivelului de alb din semnalul video-complex, menținîndu-se polarizările normale pentru funcționarea corectă a tubului cinescop. Dacă ar lipsi grupul de limitare a curentului de fascicul, din dispersia valorilor componentelor din schemă, există posibilitatea, ca la lumină maximă, tensiunea de grilă să depășească nivelul de alb al semnalului video-complex din catod și să apară curenți de grilă în tubul cinescop, simultan cu valori mari ale curentului de fascicul în zonele albe ale imaginii. Valorile mari ale curentului de fascicul duc la epuizarea prematură a catodului tubului cinescop.

În fig. 7.11. este figurat și potențiometrul de contrast *(P)* montat într-un circuit special, tip punte. S-a ales acest montaj, deoarece cuplajele în etajele de videofrecvență se fac în curent continuu. Potențiometrul de contrast este montat între emitorul tranzistorului *T1*, repetor pe emitor, aflat la tensiunea continuă U_E și tensiunea U_D dată de un divizor fix. Tensiunea continuă U_D se determină din fig. 7.13, în care s-a pus condiția ca între contrastul maxim și minim, tensiunea corespunzătoare nivelului de negru să se mențină constantă. Acest montaj dă posibilitatea efectuării reglajului de contrast numit „reglaj cu menținerea nivelului de negru".

Tranzistorul *T2* utilizat ca element activ este un tranzistor cu siliciu, de înaltă frecvență ($f_T = 90$ MHz) și medie putere (1,2 W) de tip BF 457, 458, 459, cu tensiune de străpungere colector bază, U_{CBo}, de valoare mare cuprinsă între 160 V și 300 V.

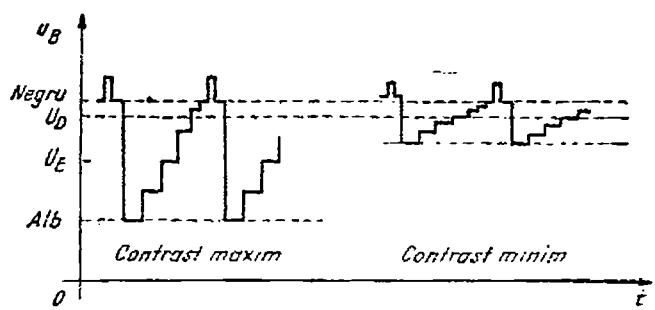


Fig. 7.13. Forma semnalului videocomplex pe cursorul potențiometrului de contrast, montat într-un circuit care asigură menținerea nivelului de negru.

Caracteristica de transfer a etajului de videofrecvenţă prezentat în fig 7.11. este cea din fig. 7.14. Verificarea şi reglarea caracteristicii de transfer a unui amplificator de videofrecvenţă se face operativ cu ajutorul unui vobler de videofrecvenţă cu domeniul de vobulare 0 ÷ 10 MHz.

Montajul de măsură este prezentat în fig. 7.15.

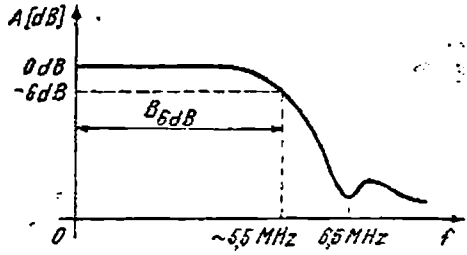


Fig. 7.14. Caracteristica globală de transfer a amplificatorului de videofrecvenţă prezentat în fig. 7.11.

Fig. 7.15. Montaj pentru reglarea rejecţiei sünetului propriu. *1* — Generator de semnal vobulat în domeniul 0 ÷ 10 MHz. *2* — Amplificator de videofrecvenţă. *3* — Dispozitivul de vizualizare a semnalului vobulat la ieşirea amplificatorului de videofrecvenţă.

În lipsa unui vobuloscop. regalarea rejecţiei pe 6,5 MHz (singurul element reglabil) se poate face pe semnalul de televiziune cu sunet propriu, urmărind cu un osciloscop semnalul pe catodul tubului cinescop. Se va urmări obţinerea minimului de amplitudine a semnalului avînd frecvenţa intermediară de sunet (6,5 MHz) suprapus peste semnalul video-complex pe durata stingerii linii (fig. 7.16)

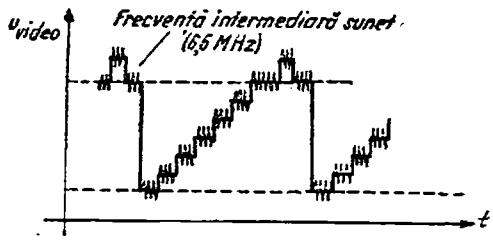


Fig. 7.16. Forma semnalului video complex, pe catodul tubului cinescop, în prezenţa semnalului de frecvenţă intermediară sunet (6,5 MHz).

7.3. Etaje de videofrecvenţă utilizate în receptoarele TV color

7.3.1. Etaje finale de videofrecvenţă

Comanda tubului cinescop color se poate face în două moduri diferite prezentate în fig. 7.17.

În cazul prezentat în fig. 7.17*a*., atacul tubului cinescop color se face direct cu semnalele de crominanţă RGB, pe cei trei catozi, grilele de comandă fiind legate împreună. În acest caz se vor utiliza trei amplificatoare finale de videofrecvenţă identice, cu banda de frecvenţă de aproximativ 6 MHz.

În cazul prezentat în fig. 7.17*b*., cei trei catozi sînt legaţi împreună şi comandaţi de ieşirea amplificatorului final de videofrecvenţă pentru calea de luminanţă *Y*.

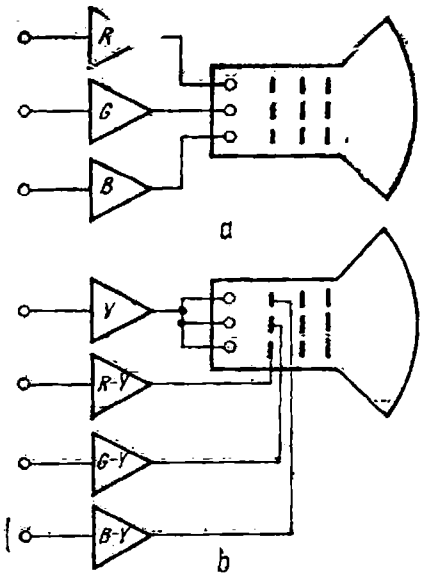


Fig. 7.17. *a* — Comanda tubului cinescop color, cu semnalele R, G, B, pe catozi. *b* — Comanda tubului cinescop color cu semnalele diferență de culoare, pe grile și semnalul de luminanță pe catozi. Tubul cinescop realizează matricierea R.G.B.

Acest amplificator trebuie să aibă o bandă de aproximativ 6 MHz. Simultan fiecare grilă în parte este comandată de semnalele diferență de culoare $R-Y$, $B-Y$ și $G-Y$. Matricierea RGB este realizată direct de tubul cinescop. Cele trei amplificatoare de videofrecvență utilizate sînt identice și nu necesită o bandă mai largă de 1.3 MHz.

Ca amplificatoare finale de videofrecvență pot fi utilizate amplificatoarele clasă *A*, prezentate pentru televizoarele alb — negru. Dezavantajele acestor tipuri de amplificatoare sînt:

— curentul mare consumat, lucrînd în clasă *A* și deci puterile disipate de tranzistoare vor avea valori semnificative,

— circuitele de corecție utilizate dau erori de fază importante, necesitînd o alegere foarte corectă a circuitelor de corecție pentru a preveni erori de redare a culorilor.

Pentru înlăturarea neajunsurilor prezentate au fost elaborate alte tipuri de amplificatoare finale de videofrecvență. Amplificatorul în clasă A are o variantă, în montaj cu baza comună (fig. 7.18.).

Tranzistorul T fiind montat în conexiune bază comună, prezintă o impedanță de intrare foarte mică. Totuși datorită capacității de intrare prezentate de orice tranzistor (fig. 7.19) apare fenomenul de șuntare a frecvențelor înalte, pierzîndu-se din lărgimea de bandă a amplificatorului.

Din acest motiv atacul tranzistorului se face cu un divizor compensat în frecvență. Capacitatea C_1 montată în paralel cu R_1 formează un divizor capacitiv cu același raport de divizare ca și divizorul rezistiv format de R_1 cu $R_{intr.}$ În acest mod se obține o lărgire considerabilă a benzii de trecere.

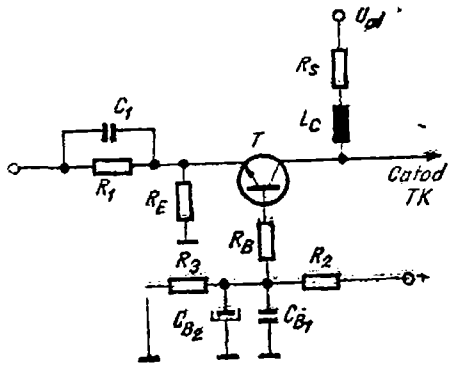


Fig. 7.18. Schema de principiu a unui amplificator final de videofrecvență, în clasă *A*, utilizînd tranzistorul amplificator în montaj bază comună.

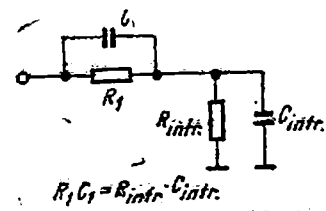


Fig. 7.19. Schema echivalentă a divizorului compensat utilizat la atacul tranzistorului final video (fig. 7.18).

În circuitul de colector recunoaștem în serie cu rezistența de sarcină R_s, inductanța L_c care realizează o corecție paralel, pentru lărgirea benzii de trecere a amplificatorului.

De remarcat că amplificatorul în conexiune cu baza comună scoate la ieșire un semnal în fază cu cel de la intrare, diferit de amplificatorul în conexiune emiter comun, care inversează faza semnalului amplificat.

Acest tip de amplificator final de videofrecvență este utilizat în TV color românesc tip „Telecolor" 3006 și 3007.

Pentru reducerea puterii consumate de etajele finale de videofrecvență, care în cazul utilizării unor etaje în clasa A totalizează aproximativ 8 W pe cele trei etaje, au fost elaborate tranzistoare finale de videofrecvență complementare npn—pnp, ca de exemplu BF 422 (npn) și BF 423 (pnp).

Cu ajutorul acestor tranzistoare se pot realiza etaje finale video în clasă B, care vor consuma în total numai 2 W, avînd performanțe asemănătoare cu cele ale unor amplificatoare clasă A. În fig. 7.20. este prezentată schema de principiu a unui etaj final video funcționînd în contratimp clasă B.

Etajul de atac este un amplificator integrat în CI—TBA 530. Avînd $R_4 = R_6 + R_7$, tensiunile continue pe cele două tranzistoare *T1* și *T2* sînt egale și puterile disipate vor fi egale. Fără atac, curentul de colector este zero tensiunea de ieșire este jumătate din tensiunea de alimentare (80 V).

Sarcina are în principal o comportare capacitivă și este figurată prin C_3. Conducția tranzistorului *T1* va încărca condensatorul C_3, tensiunea de ieșire U_6 va crește, pentru zonele de imagine întunecate. Conducția lui *T2* descarcă C_3, tensiunea de ieșire scade sub 80 V, pentru zonele strălucitoare ale imaginii.

Tranzistorul *T2* este atacat direct de ieșirea amplificatorului *U1*, iar *T1* prin condensatorul de cuplaj *C2*. Deoarece pe durata de conducție a lui *T1*, curentul de bază încarcă condensatorul *C2*, dacă în conținutul imaginii apar cîteva linii negre, după un timp comanda lui *T1* nu ar mai fi posibilă.

Pentru o imagine cu conținut variat, linii orizontale cu porțiuni albe și negre, prin deschiderea tranzistorului *T2*, la o comandă cu tensiune crescătoare pentru *U1*, dioda *D2* se deschide și condensatorul *C2* se descarcă în condensatorul *C1* care la rîndul lui după blocarea diodei *D2* se descarcă prin rezistența *R1*.

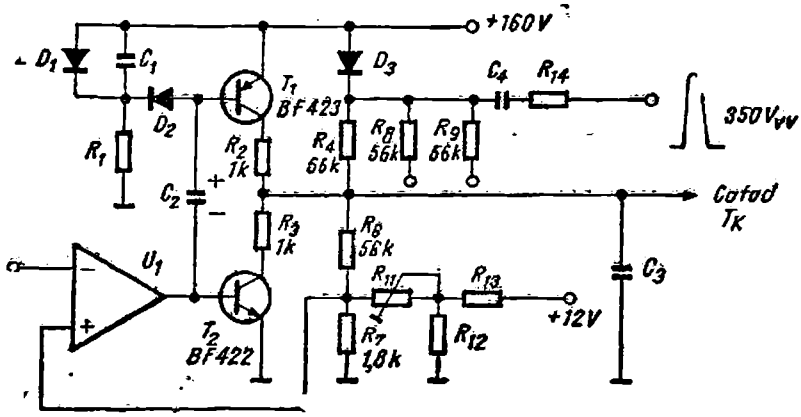


Fig. 7.20. Schema de principiu a unui etaj final de videofrecvență în contratimp clasă *B*.

Totuși ca măsură suplimentară de precauție condensatorul *C2* este descărcat, pe durata fiecărui impuls de întoarcere linii, prin dioda *D2*. Acest lucru este realizat printr-o comandă cu un impuls pozitiv de întoarcere linii aplicat pe calea *R4*, *R6*, *R7*, la intrarea neinversoare a amplificatorului, folosită pentru reacție negativă. Acest impuls se regăsește la ieșirea amplificatorului *U1* și fiind pozitiv deschide tranzistorul *T1*, aducînd baza lui *T1* la o tensiune de +0,7 V față de masă.

Tensiunea de pe *C2* în cazul în care depășește cu 0,7 V tensiunea din catodul diodei *D2*, aduce dioda *D2* în conducție. Astfel tensiunea pe *C2* este în permanență ținută la o valoare egală cu 160V—0,7 V, deci la limita de blocare a celor două tranzistoare complementare (funcționare clasă B).

Controlul permanent al tensiunii pe *C2* este posibil prin existența diodei *D1*, în circuit, care menține tensiunea din catodul diodei *D2* cu 0,7 V sub tensiunea de 160 V de alimentare.

Distorsiunile de racordare, la trecerea tranzistoarelor din conducție în blocare sînt eliminate prin circuitul de reacție negativă care culege informația de pe *R7*.

7.3.2. Amplificatorul de luminanță

Semnalul video complex color SVCC obținut la ieșirea detectorului de videofrecvență este utilizat pentru atacul etajului amplificator de luminanță și atacul etajului decodor. Etajul de luminanță extrage semnalul de strălucire *Y* din SVCC. Decodorul de culoare scoate la ieșire semnalele diferență de culoare *O—Y* și *B—Y*, după care din semnalele *Y*, *R—Y* și *B—Y* se obțin semnalele de culoare *R,G,B* (soluție larg utilizată în prezent) sau cel de al treilea semnal diferență de culoare *G—Y*. Pentru aceste prelucrări ale semnalelor în videofrecvență se impun două condiții foarte importante:

— semnalele să coincidă în timp

— semnalele să fie axate pentru a se putea efectua matricierile ulterioare, etajele fiind cuplate în curent continuu.

Prezentate pe scurt, funcțiunile etajului de luminanță sînt:

— realizează întîrzierea semnalului de luminanță pentru o coincidență corectă în timp cu semnalele diferență de culoare.

— amplifică semnalul de luminanță și realizează reglajul contrastului

— axează semnalul de luminanță

— realizează limitarea automată a curentului de fascicul

— atenuează semnalele de frecvență intermediară sunet și subpurtătoarea de crominanță.

Timpul de întîrziere produs de etajele din decodorul de culoare este mai mare decît timpul de întîrziere introdus de amplificatorul de luminanță. Dacă s-ar aduna direct semnalul de luminanță *Y*, cu semnalele de diferență de culoare, va apare o decalare în timp, care pe imagine s-ar traduce prin deplasarea culorilor față de imaginea alb-negru. Din acest motiv, pentru realizarea corectă a coincidenței în timp, semnalul de luminanță este întîrziat în mod artificial (fig. 7.21.) Întîrzierea semnalului de luminanță se realizează cu ajutorul unui filtru trece jos realizat sub forma compactă a unui subansamblu, numit linie de întîrziere de luminanță.

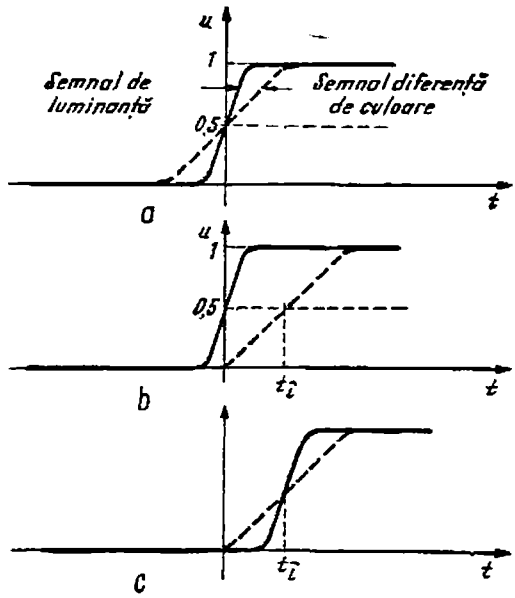


Fig. 7.21. *a* — Coincidența semnalelor de luminanță și diferență de culoare, înainte de codificarea de la emisie. *b* — Diferența de timp care apare între semnalul de luminanță (la intrarea amplificatorului de luminanță) și semnalul diferență de culoare demodulat (la ieșirea decodorului). *c* — Coincidența în timp a celor două semnale este refăcută prin întîrzierea artificială a semnalului de luminanță.

În fig. 7.22 este prezentată construcția principială a unei linii de întîrziere de luminanță. Pe un suport izolator, cilindric, se aplică o folie îngustă, de-a lungul generatoarei. Pe acest suport, peste folia conductoare se realizează un bobinaj cu fir conductor. Peste bobinaj se aplică un cilindru conductor. Folia de cupru depusă pe suportul izolant este pusă la masă. Spirele bobinajului prezintă capacități distribuite față de folia de cupru, între ele și între spire și cilindrul conductor aplicat pe exterior. În fig. 7.22 *b*. este prezentat circuitul echivalent al liniei de întîrziere de luminanță, care este un filtru trece jos. Caracteristica acestui filtru de construcție specială este realizarea unei întîrzieri constante într-un domeniu larg de frecvențe de la 0 la 5 MHz.

Linia de întîrziere de luminanță prezintă o impedanță caracteristică, dată de relația:

$$Z = \frac{L_0}{C_0}$$

Pentru utilizarea corectă a liniei de întîrziere se impune ca atît generatorul cît și sarcina liniei de întîrziere să fie adaptate, adică să prezinte o rezistență egală cu impedanța caracteristică a liniei.

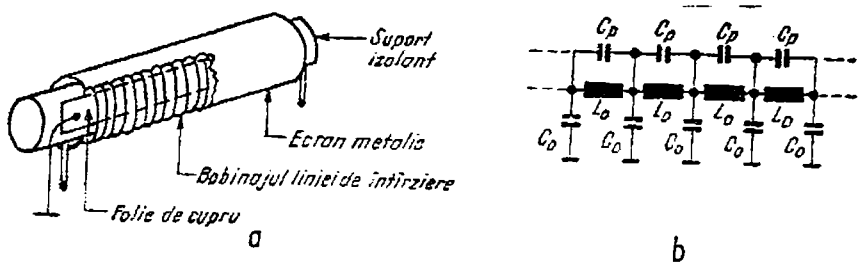


Fig. 7.22. *a* — Construcția principială a unei linii de întîrziere de luminanță *b* — Schema electrică echivalentă a liniei de întîrziere de luminanță.

Linia de întîrziere de luminanță produsă de IPEE — Curtea de Argeș — are următorii parametrii:

$$t_i = 390\ ns \pm 40\ ns$$

$$R_c = 1000\,\Omega \pm 80\,\Omega$$

$$B_{3dB} = 5\ MHz$$

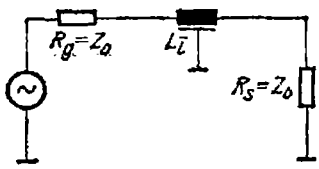


Fig. 7.23. Adaptarea intrării și ieșirii liniei de întîrziere de luminanță.

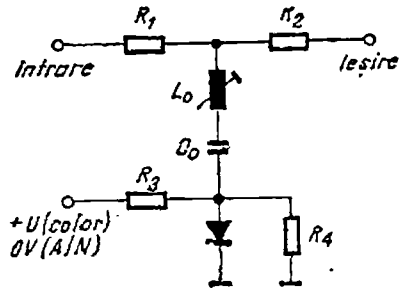


Fig. 7.24. Circuit de atenuare a subpurtătoarelor de crominanță, pe calea de luminanță.

Circuitul de atenuare pentru sunetul propriu, este realizat printr-un circuit rezonant paralel sau printr-o rejecție în „T podit" Circuitul rezonant paralel realizează atenuări de aproximativ 20 dB, iar circuitul în „T podit" de 35 dB. Rolul acestui circuit este de a nu permite pătrunderea pe calea de imagine a frecvenței intermediare sunet de 6,5 MHz.

În cazul recepției unui program TV în culori, pe calea de luminanță, mai apare un semnal perturbator, subpurtătoarea de crominanță de 4,43 MHz (PAL) sau cele două subpurtătoare de crominanță 4.25 MHz și 4,4 MHz (SECAM).

Atenuarea acestui semnal perturbator se realizează cu un circuit rezonant serie, comutabil. (fig. 7.24.)
În cazul recepției emisiunilor în culori tensiunea de comutație este egală cu tensiunea de alimentare, dioda de comutație BA—243 este în conducție și circuitul de rejecție este introdus în circuit. La recepția unei emisiuni alb-negru, tensiunea de comutație este zero, dioda este blocată și circuitul rezonant este inactiv, banda de trecere a circuitului se lărgește depășind 5 MHz.

Reglajul contrastului la receptoarele TV color este realizat în majoritatea cazurilor electronic, prin intermediul unei tensiuni continue care comandă amplificarea primului etaj amplificator din calea de luminanță. Simultan, reglajul de contrast trebuie să modifice și saturația, modificînd și amplitudinea semnalelor diferență de culoare din decodor. Semnalele R, G, B pentru comanda tubului cinescop color se obțin din semnalele diferență de culoare, însumate cu semnalul de luminanță.

$$(R-Y) + Y = R$$

$$(B-Y) + Y = B$$

$$(G-Y) + Y = G$$

În cazul în care semnalul de luminanță își modifică amplitudinea și semnalele diferență de culoare rămîn neschimbate, semnalele rezultante nu vor mai fi cele reale și culorile își vor modifica nuanțele în timpul efectuării reglajului de contrast.

Pentru realizarea comenzii simultane și a saturației culorilor, la TV Telecolor s-a adoptat schema prezentată în fig. 7.25. Tensiunea de pe cursorul potențiometrului de contrast este transmisă prin rezistența de 2,7 kΩ, pe potențiometrul de reglaj al saturației și variația acestei tensiuni se transmite pe cursorul potențiometrului de saturație, micșorată cu raportul de divizare. Deci reglajul contrastului modifică simultan amplitudinea semnalului de luminanță și amplitudinile semnalelor de diferență de culoare.

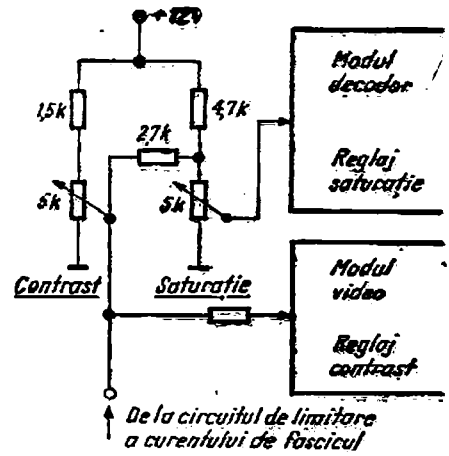


Fig. 7.25. Circuit pentru reglarea simultană a contrastului și a saturației culorilor.

În fig. 7.25. se poate constata că la tensiunea de comandă a contrastului se adaugă încă o tensiune, furnizată de circuitul de limitare a curentului de fascicul. Circuitul de limitare a curentului de fascicul sesizează creșterea curentului anodic total prin tubul cinescop color și comandă automat micșorarea contrastului pentru protejarea tubului cinescop contra curenților prea mari prin tub.

7.3.3. Circuite de matriciere RGB

Producătorii de televizoare în culori au adoptat în prezent, aproape în exclusivitate, varianta atacului tubului cinescop color cu semnalele *R.GB.*

La ieșirea decodorului de culoare sînt disponibile semnalele diferență de culoare $R-Y$ și $B-Y$, iar la ieșirea amplificatorului de luminanță avem semnalul de luminanță.

Cel de al treilea semnal diferență de culoare, $G-Y$, se obține conform relației matematice.

$$G-Y=0{,}51\ (R-Y)-0{,}19\ (B-Y)$$

Semnalele de culoare R,G,B, se obțin din însumarea semnalelor diferență de culoare cu semnalul de luminanță.

$$(R-Y)+Y=R$$
$$(B-Y)+Y=B$$
$$(G-Y)=Y+G$$

Rezultă deci funcțiunile circuitului de matriciere *RGB:*
— preamplifică semnalele diferență de culoare și semnalul de luminanță.
— obține semnalul diferență de culoare $G-Y$.
— matriciază semnalele pentru obținerea semnalelor primare de culoare.

— amplifică semnalele *RGB* pînă la nivelul impus de atacul etajelor finale de videofrecvență.

— permite reglarea independentă a nivelelor de negru a celor trei semnale de culoare, pentru reglarea corectă a tensiunilor de tăiere ale celor trei tunuri electronice.

— permite reglarea independentă a amplitudinilor semnalelor de culoare în vederea ajustării corecte a nivelului de alb pe ecranul tubului cinescop color.

În principiu, semnalele care atacă tubul cinescop color trebuie să-și păstreze constante nivelele de negru, independente de reglajele de contrast, de strălucire, de variațiile de temperatură sau de variațiile tensiunilor de alimentare.

Practic se constată că deriva simultană, în același sens a nivelelor de negru, nu deranjează atît de mult (ca efect, se modifică strălucirea imaginii) cît derivele relative, care duc la modificarea nuanțelor zonelor întunecate ale imaginilor.

Nivelele de negru ale semnalelor ce atacă circuitul de matriciere sînt corect „fixate" de circuitele de axare. În continuare, circuitul de matriciere și etajele finale de videofrecvență nu trebuie să afecteze stabilitatea acestor nivele.

Circuitul de matriciere prezentat în fig. 7.26 este cuprins în circuitul integrat A 231 D, care echipează televizorul color tip „Telecolor" 3006.

Dezavantajul circuitului prezentat este deriva în timp a nivelului de negru, care impune reluarea reglajului punctului de tăiere, după un timp de funcționare.

Pentru remedierea acestui dezavantaj, au fost elaborate circuite integrate pentru matricierea RGB, care utilizează pentru stabilizarea nivelului de

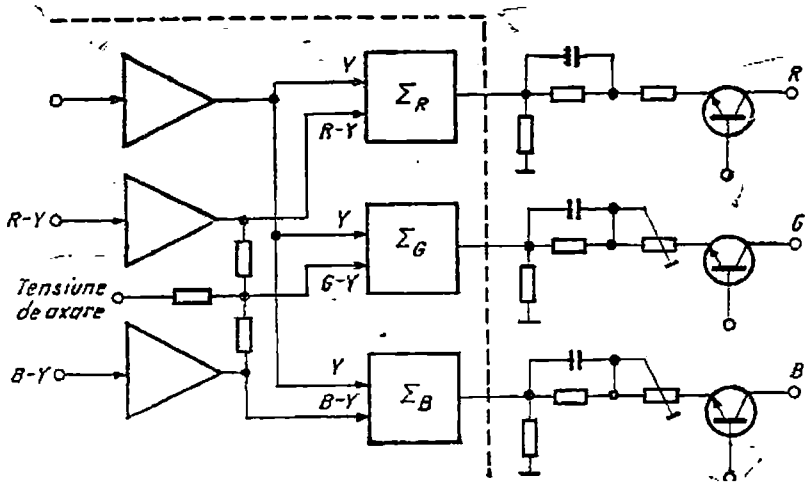


Fig. 7.26. Matricierea RGB din circuitul integrat A231D.

negru, o reacție din etajul final video. În fig. 7.27 este prezentată bucla de reacție, care cuprinde etajul final video și etajul de ieșire din circuitul integrat TBA 530, folosită la stabilizarea nivelului de negru.

Tranzistorul *T1* este repetor pe emiter pentru semnalul diferență de culoare. Tranzistorul *T2* este amplificator inversor pentru semnalul de luminanță. În colectorul lui *T2* se realizează matricierea. Amplificatorul diferențial *T3*, *T4* amplifică semnalul de culoare și-l aplică la intrarea etajului final de

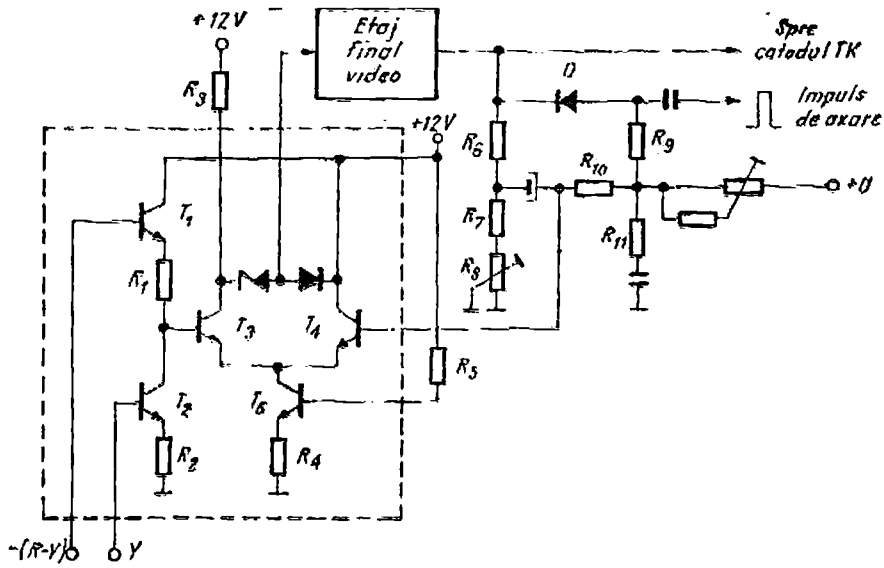


Fig. 7.27. Circuit de matriciere, cu reacție în curent continuu, pentru stabilizarea nivelului de negru al semnalului de crominanță.

videofrecvență. Semnalul de culoare, la ieșirea etajului amplificator final video este axat cu nivelul de stingere pe o tensiune continuă reglabilă (reglajul nivelului de negru). Această tensiune continuă este preluată și aplicată în baza tranzistorului *T4*. În cazul în care nivelul de stingere al semnalului de culoare se deplasează, apare o modificare a tensiunii continue din anodul diodei de axare *D*, care se transmite în baza lui *T4* prin *R9* și *R10* și readuce nivelul de stingere la valoarea inițială.

7.4. Circuite de axare

Componenta medie continuă a semnalului video-complex poartă informația privind strălucirea medie a imaginii transmise. Din acest motiv, este foarte importantă prezența componentei continue a semnalului viedo-complex pe electrozii de comandă a tubului cinescop.

În receptoarele TV alb-negru, prelucrarea semnalului video este simplă, iar etajele amplificatoare sînt cuplate în curent continuu. Componenta continuă a semnalului de comandă, aplicat tubului cinescop, se poate ajusta din reglajul de strălucire. Din acest motiv în receptoarele TV alb-negru, nu se impun condiții stricte de refacere a componentei continue.

În schimb în receptoarele TV color prelucrările multiple ale semnalelor de crominanță, de luminanță și în mod deosebit circuitele de matriciere și de comandă a tubului cinescop color impun refacerea componentelor continue.

Restabilirea componentei continue se face cu ajutorul unor circuite speciale numite circuite de refacere a componentei continue sau circuite de axare.

Principiul care stă la baza funcționării tuturor schemelor de refacere a componentei continue este prezentat în fig. 7.28.

Semnalul video-complex, după etajul de detecție, are forma din fig.7.28 *b*, avînd componenta continuă U_1.

După trecerea lui printr-un lanț de amplificare utilizînd condensatoare de cuplaj, semnalul video-complex $u_2(t)$ își pierde componenta continuă și se axează ca în fig.7.28., *c* cu componenta continuă pe zero.

Pentru refacerea componentei continue a semnalului video-complex se intercalează un circuit simplu *RC* și un comutator, ca în fig. 7.28.*a*.

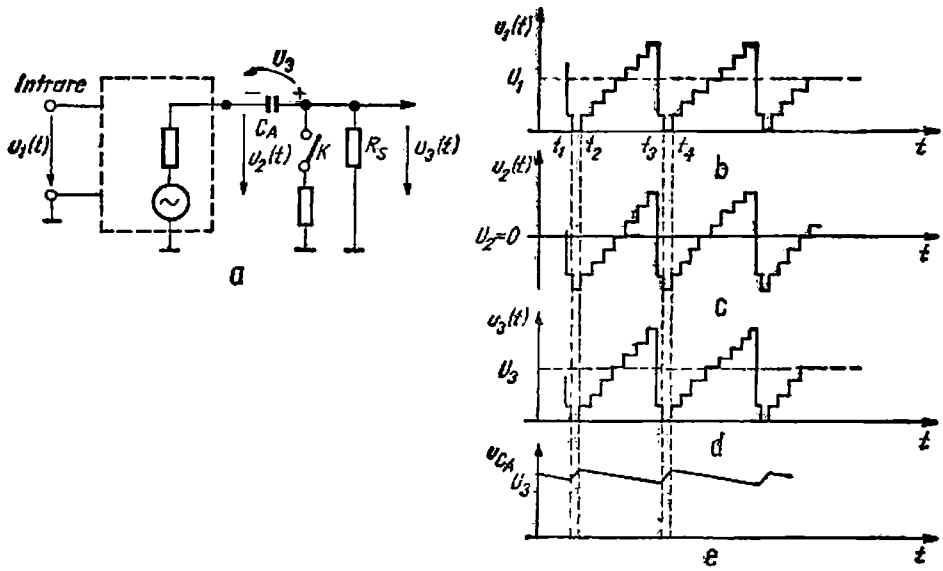


Fig. 7.28 *a* — Schema de principiu a unui circuit de refacere a componentei continue; *b* — Forma de undă a semnalului video complex după detecție; *c* — Forma semnalului video-complex la intrarea circuitului; *d* — Forma semnalului la ieșire; *e* — Tensiunea pe condensatorul de axare *C*.

Dacă închidem comutatorul *K*, la momentul t_1 și-l ținem închis pînă la momentul t_2, tensiunea negativă de la ieșirea amplificatorului, u_2 *(t)*, va încărca condensatorul C_A la valoarea maximă negativă U_3, din fig.7.28. *c*. Această valoare maximă negativă este chiar diferența dintre vîrful impulsului de sincronizare linii și componenta continuă a semnalului video-complex. După deschiderea comutatorului, tensiunea video, de la ieșire, u_3 *(t)* va fi axată pe o tensiune continuă U_3, ca în fig. 7.28.*d*. Condensatorul C_A se va descărca, pe durata cît comutatorul *K* este deschis, prin rezistența R_s și rezistența internă a generatorului de semnal. Dacă rezistența R_s se alege destul de mare, descărcarea condensatorului C_A este nesemnificativă și tensiunea pe condensator poate fi considerată practic constantă.

În fig. 7.28 axarea semnalului video-complex s-a făcut cu vîrful impulsului de sincronizare linii pe nivelul de zero volți.

Funcție de modul de realizare a comutatorului *K* se disting:

— circuite de axare cu detector de vîrf.

— circuite de axare comandată.

7.4.1. Circuite de axare cu detector de vîrf

Prin înlocuirea comutatorului *K* din fig.7.28.*a*, cu o diodă ca în fig.7.29, se obține circuitul de axare cu detector de vîrf.

Dioda de axare, D_A, se deschide numai la vîrfurile negative ale semnalului video-complex (fig.7.29*a*) sau la vîrfurile pozitive (fig. 7.29.*b*).

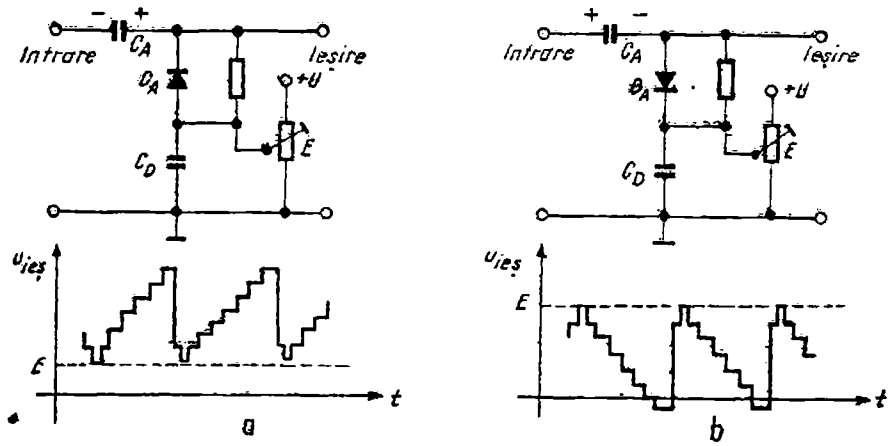


Fig. 7.29. *a* — Circuit de axare cu detecție de vîrf pentru semnal video pozitiv; *b* — Circuit de axare cu detecție de vîrf pentru semnal video negativ.

Axarea semnalului se face pe o tensiune continuă, E, ajustabilă dintr-un semireglabil, putîndu-se obține orice valoare pentru componenta continuă a semnalului video-complex.

Dezavantajul circuitului de axare cu detector de vîrf este sensibilitatea circuitului la semnale perturbatoare suprapuse semnalului video-complex și inerția mare în cazul variației rapide a componentei continue a semnalului util.

7.4.2. Circuite de axare comandată

Schema de principiu a unui circuit de axare comandată este prezentată în fig. 7.30.

Semnalul video la intrarea circuitului de axare poate avea orice componentă continuă. La sosirea impulsurilor pentru comanda axării, u_{A1} și u_{A2}, diodele D_{A1} și D_{A2} se deschid și în punctul median *1*, apare tensiunea continuă E din punctul *4*. Condensatorul de axare C_A se va încărca la o tensiune continuă egală cu diferența dintre valoarea instantanee a semnalului video în momentul sosirii impulsurilor de axare și tensiunea E. În momentul dispariției impulsurilor de axare, diodele se blochează și la ieșire apare în continuare conținutul semnalului video. Pentru ca diodele D_{A1} și D_{A2} să nu fie deschise accidental de conținutul semnalului video, amplitudinea impulsurilor de axare se alege de 2-3 ori mai mare decît valoarea vîrf la vîrf a semnalului video.

Un avantaj deosebit al circuitului de axare comandată este eliminarea tensiunilor perturba-

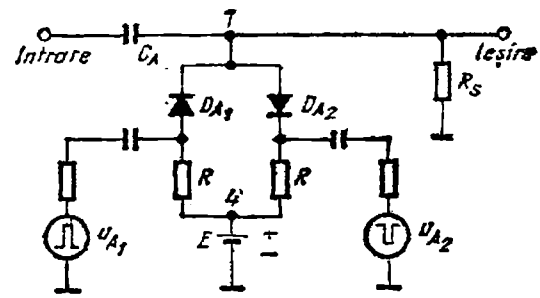


Fig. 7.30. Circuit de axare comandată, realizat cu diode.

foare lent variabile, suprapuse semnalului video (de exemplu: tensiuni — de brum — de rețea)

În fig. 7.31 este prezentat un semnal perturbator sinusoidal la intrarea circuitului de axare comandată și la ieșirea acestuia. Se poate vedea transformarea tensiunii perturbatoare lent variabile în tensiuni perturbatoare cu amplitudini mult mai mici.

Un alt tip de circuit de axare comandată este circuitul prezentat în fig. 7.32, în care pe postul comutatorului este utilizat un tranzistor. Semnalul video, în

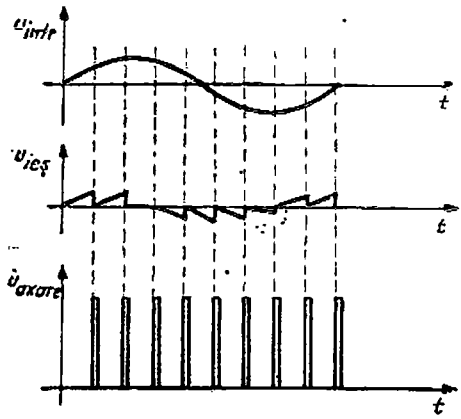


Fig. 7.31. Eliminarea unui semnal perturbator cu variație lentă, de către circuitul de axare comandată.

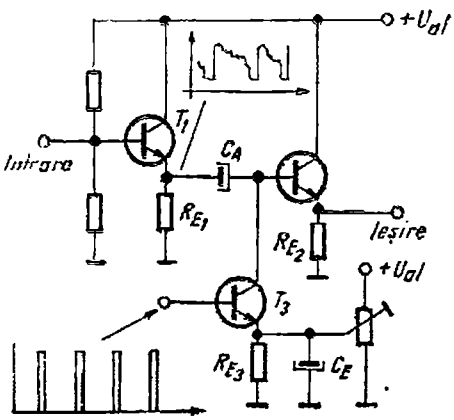


Fig. 7.32. Circuit de axare comandată realizat cu tranzistoare.

emitorul tranzistorului T_1 are o componentă continuă oarecare. Tranzistorul T_3 este comutatorul. Tensiunea pe care se face axarea este tensiunea continuă E, din emitorul tranzistorului T_3.

Tranzistorul T_3 intră în saturație la comanda primită în bază, prin impulsurile de axare. Între două impulsuri de axare tranzistorul comutator T_3 este blocat. Tranzistorul T_2 asigură o impedanță mare de intrare pentru a asigura o descărcare lentă a condensatorului C_A.

Circuitele de axare sînt utilizate în receptoarele TV Color în circuitele de matriciere, în decodoarele color, în etajele finale de videofrecvență, pentru asigurarea comenzii corecte a catozilor tubului cinescop color, prin refacerea componentei continue corecte.

Capitolul 8

Demodulatoare de semnal

8.1. Generalități

Demodularea sau detecția este procesul invers modulației prin care din semnalul de înaltă frecvență purtător al informației se extrage semnal modulator de joasă frecvență. Acesta în funcție de tipul receptorului, poate fi semnal video sau semnal de audiofrecvență.

Demodulatoarele sînt montate într-un receptor superheterodină între amplificatorul de FI și amplificatoarele de joasă frecvență (AF sau VF). În funcție de tipul de modulație al semnalului utilizat, există demodulatoare MA și MF. Indiferent însă de structură toate trebuie să satisfacă o serie de cerințe care sînt prezentate în continuare.

— Randament de detecție cît mai mare. Pentru demodulatoarele MA cu diodă acesta poate fi definit ca raportul (η) dintre tensiunea continuă redresată și amplitudinea maximă a semnalului nemodulat aplicat. În cazul demodulatoarelor MF randamentul este strîns legat de noțiunea de sensibilitate definită ca raportul dintre amplitudinea tensiunii demodulate și deviația de frecvență a semnalului modulat.

— Distorsiunile introduse să fie cît mai mici.

— Nu trebuie să perturbe funcționarea normală a etajelor între care este conectat. Aceasta presupune ca rezistența de amortizare introdusă la ultimul filtru FI să fie cît mai mare. Deoarece demodulatorul este un etaj fără amplificare, el nu trebuie să aibă nevoie de nivele de intrare mari.

— Tensiunea reziduală de FI și armonicele ei la ieșire, trebuie să fie cît mai mici posibile.

8.2. Demodulatoare pentru semnale MA

În marea majoritate a radioreceptoarelor semnalele MA se demodulează prin utilizarea unei diode semiconductoare. Această soluție a fost folosită cu unele particularități și pentru extragerea semnului de VF din frecvența purtătoare de FI—imagine la televizoarele echipate cu tuburi electronice și tranzistoare. Prin introducerea circuitelor integrate, demodularea la actualele televizoare se face folosind principiile detecției sincrone.

8.2.1. Detector MA cu diodă

Funcționarea se bazează pe forma caracteristicii curent-tensiune a unei diode care prezintă în funcție de tensiunea la borne două zone: blocare și conducție. Cel mai simplu circuit de detecție cuprinde o diodă, o rezistență și un capacitor. În funcție de dispunere, detectorul poate fi serie sau paralel.

— *Detectorul serie* se caracterizează prin conectarea diodei în serie cu semnalul care trebuie demodulat (fig. 8.1.*a*). Alternanțele pozitive ale semnalului FI deschid dioda și încarcă condensatorul de detecție C_d prin curentul direct I_d. Alternanțele negative blochează dioda și în acest timp condensatorul se descarcă pe rezistența R_d. Dacă semnalul aplicat este nemodulat și R_d este de valoare mare, atunci tensiunea detectată este practic egală cu amplitudinea lui. Distorsiunile care apar sînt mai mari la nivelele mici (0,2—0,3 V) ale semnalului aplicat datorită neliniarității caracteristicii diodei semiconductoare în zona curenților direcți mici.

În cazul aplicării unui semnal modulat MA condensatorul C_d va fi încărcat de alternanțele pozitive cu tensiune care este proporțională cu amplitudinea instantanee (fig. 1.8.*d*). Pe durata alternanțelor negative se produce descărcarea condensatorului pe R_d. Dacă constanta de timp $R_d \cdot C_d$ este mare, atunci este posibil ca la frecvențe ridicate de modulație timpul de descărcare să fie insuficient pentru urmărirea anvelopei de modulație. Distorsiunile care apar se numesc distorsiuni de neurmărire.

În cazul unui detector video datorită frecvenței limită mari (6 MHz) a semnalului modulator, grupul R_d, C_d acționează ca un filtru trece jos cu o frecvență de tăiere $f_t = 1/2\pi R_d C_d$. Deci putem trage concluzia că dimensionarea valorilor R_d și C_d se face printr-un compromis între două cerințe contradictorii: randament mare (R_d, C_d mari) și distorsiuni de neurmărire mici combinate cu o frecvență de tăiere ridicată (R_d, C_d mici). Valorile uzuale sînt $R_d = (2 \div 8)\text{k}\Omega$ și $C_d = (10 \div 20)\text{pF}$.

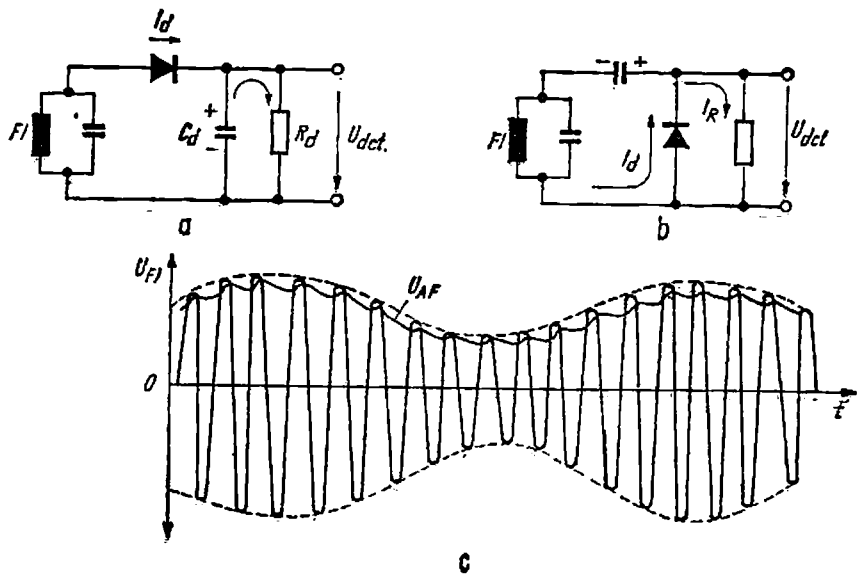


Fig. 8.1. Demodulatoare MA cu diodă: *a* — serie; *b* — paralel; *c* — obținerea semnalului modulator.

O particularitate a detectoarelor video este că datorită modulației negative a semnalului video, dioda detectoare va fi invers montată ca în fig. 8.1 *a*. De asemenea, comparativ cu demodulatoarele din radioreceptoare la ieșire se prevăd filtre speciale pentru reducerea considerabilă a frecvenței intermediare (38 MHz) și armonicelor sale care pot pătrunde în banda de trecere a selectorului de canale producînd autooscilații la nivele mici de recepție (canale 3, 4 OIRT).

Rezistența echivalentă de intrare care va amortiza ultimul filtru de FI depinde de randamentul de detecție (η) și are expresia:

$$R = \frac{R_d}{2\eta} \tag{8.1}$$

— *Detectorul derivație* presupune montarea diodei în paralel pe rezistența de sarcină R_d și a condensatorului C_d în serie cu filtrul FI (fig. 8.1*b*). Alternanța negativă va deschide dioda încărcînd condensatorul C_d prin curentul I_d. Pe timpul alternanței pozitive dioda e blocată și are loc descărcarea capacității de detecție pe R_d prin curentul I_R. Condițiile care se pun sînt identice. Deosebirea esențială față de primul tip este rezistența de intrare mai mică, lucru care îl face mai puțin utilizat:

$$R_i = \frac{R_d}{1+2\eta} \tag{8.2}$$

8.2.2. Detectorul sincron

La televizoarele cu circuite integrate detectorul video face parte din același circuit integrat împreună cu amplificatoarele de FI, circuitele de RAA și preamplificatoarele video. El funcționează pe principiul detecției sincrone care presupune multiplicarea semnalului modulat cu un semnal nemodulat avînd aceiași frecvență și fază. Această operație o face un etaj special de mixaj numit multiplicator analogic.

Considerăm că semnalul de FI — imagine este un semnal MA:

$$u_1 = U_1[1 + mv(t)] \cos \omega_0 t \tag{8.3}$$

unde $v(t)$ este semnalul video modulator, m — gradul de modulație și ω_0 pulsația purtătoare de FI imagine.

Semnalul sincron nemodulat va fi:

$$u_2 = U_2 \cos \omega_0 t \tag{8.4}$$

Prin înmulțire se obține:

$$u_1 \cdot u_2 = \frac{U_1 \cdot U_2}{2} + \frac{U_1 \cdot U_2}{2} \cos 2\omega_0 t + \frac{U_1 \cdot U_2}{2} mv(t) + \frac{U_1 \cdot U_2}{2} mv(t) \cos 2\omega_0 t \tag{8.5}$$

Se vede că termenul al III-lea al sumei este semnalul video modulator. Acesta poate fi separat prin utilizarea unui filtru trece jos.

Schema bloc a detectorului sincron din circuitul integrat TDA 440 este prezentată în fig. 8.2.

Semnalul de FI — imagine de la ieșirea ultimului amplificator se aplică pe de o parte mixerului multiplicator, iar pe de altă parte unui limitator de amplitudine care extrage purtătoarea de imagine (38 MHz) printr-un circuit acordat derivație exterior. Aceasta este aplicată mai departe mixerului.

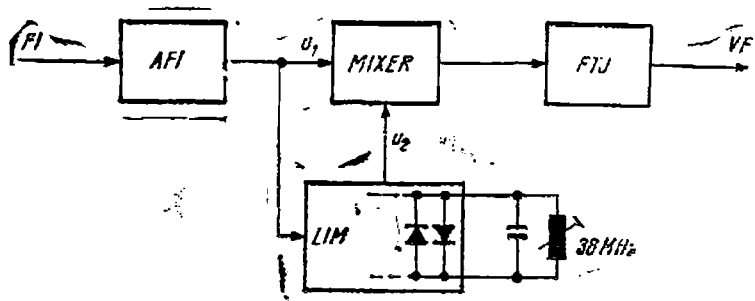


Fig. 8.2. Principiul detecției sincrone

La ieșirea lui se găsește filtrul trece jos care lasă să treacă semnalul video și blochează componentele de înaltă frecvență. Avantajele detecției sincrone sînt:

— liniaritate foarte bună și deci intermodulație redusă;
— distorsiuni reduse chiar la semnale mici;
— nivele reduse la ieșire ale purtătoarei și armonicelor ei.

8.3. Demodulatoare MF

Cel mai simplu mod de realizare a unui demodulator MF constă în aplicarea semnalului la un circuit oscilant dezacordat față de frecvența intermediară. Datorită formei curbei de selectivitate a circuitului, odată cu variația frecvenței semnalului aplicat se va modifica și tensiunea de pe circuit. Cu alte cuvinte are loc transformarea semnalului MF într-un semnal MA care va fi detectat cu metode simple. Deoarece flancurile curbei de rezonanță a circuitelor sînt neliniare apar distorsiuni mari ceea ce face ca acest tip de demodulare să fie puțin folosit.

La majoritatea tipurilor de radioreceptoare și televizoare cu componente discrete (tuburi, tranzistoare) demodulatorul MF uzual este detectorul de raport care în plus suprimă și modulația de amplitudine parazită. În tehnică integrată se folosesc demodulatoare în cuadratură sau cu coincidență.

8.3.1. Detectorul de raport

Schema de principiu a unui detector de raport simetric este prezentată în fig. 8.3. Bobinele L_1 și L_2 acordate prin C_1 și C_2 sînt cuplate mutual fiind realizate pe două carcase așezate la o anumită distanță. Înfășurarea L_3 este strîns cuplată cu L_1 fiind bobinată pe același suport.

Circuitele derivație cuplate L_1C_1 și L_2C_2 sînt acordate pe frecvența f_0 care este frecvența semnalului de FI nemodulat (10,7 MHz la RR și 6,5 MHz la TV-OIRT). Tensiunile U_1 și U_2 de la bornele lor, pentru această frecvență sînt în fază. Bobina L_3 fiind strîns cuplată, va avea tensiunea la borne U_3 defazată cu 90° față de U_1.

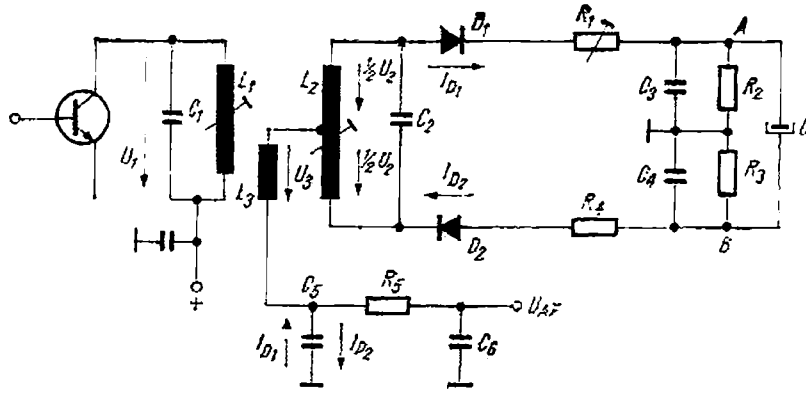


Fig. 8.3. Detectorul de raport.

Pe schema din fig. 8.3 sînt distincte două circuite simetrice:

— circuitul diodei $D_1 - L_3, \frac{1}{2} L_2, D_1, R_1, C_3 \parallel R_2$, masă, C_5, L_3;

— circuitul diodei $D_2 - L_3, \frac{1}{2} L_2, D_2, R_4, C_4 \parallel R_3$, masă, C_3, L_3.

Tensiunile aplicate pe fiecare circuit sînt formate din U_3 și $\frac{1}{2} U_2$. Dacă frecvența semnalului f_s este egală cu f_0 atunci tensiunile U_2 și U_3 sînt defazate la 90°. În cele două circuite se aplică două tensiuni egale U_{D1}, U_{D2} care dau naștere la curenții I_{D1} și I_{D2}. Acești curenți străbat condensatorul C_5 în contrasens astfel că tensiunea la bornele lui e nulă (fig. 8.4*a*).

Dacă $f_s < f_0$, între U_3 și U_2 există un defazaj diferit de zero, proporțional cu deviația de frecvență instantanee. Tensiunile U_{D1} și U_{D2} nu vor mai fi egale și va rezulta un curent $I_{D2} > I_{D1}$. Condensatorul C_5 va fi încărcat cu tensiune pozitivă față de masă de diferența celor doi curenți. (fig. 8.4*b*). Dacă $f_s > f_0$ va rezulta $U_{D1} > U_{D2}$ și $I_{D1} > I_{D2}$, deci C_5 va fi încărcat cu tensiune negativă față de masă.

Din cele explicate mai sus se poate trage concluzia că în pauza de emisie ($f_s = f_0$) tensiunea la bornele C_5 e nulă. În funcție de valoarea instantanee a frecvenței semnalului ($f_0 \pm \Delta f$) tensiunea pe condensatorul C_5 urmărește deviația de frecvență fiind proporțională cu ea. Cu alte cuvinte la bornele acestui condensator se obține semnalul modulator AF. Circuitul $R_5 C_6$ formează un filtru trece jos de dezaccentuare cu constanta de timp $\tau = 50$ μs.

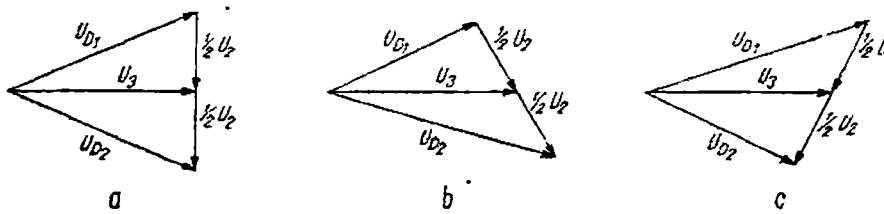


Fig. 8.4. Diagramele vectoriale ale tensiunilor detectorului de raport:
$a - f_s = f_0$, $b - f_s < f_0$; $c - f_s > f_0$

Variația tensiunii de ieșire a detectorului de raport în funcție de frecvența semnalului de FI aplicat, reprezintă caracteristica de demodulare care datorită formei se mai numește și curba „S“ (fig. 8.5).

După cum am arătat mai sus, avantajul principal al detectorului de raport față de alte tipuri constă, în suprimarea modulației de amplitudine parazite a semnalului de FI. Aceasta se datorează prezenței condensatorului electrolitic C_E numit condensator de limitare care împiedică variațiile rapide ale tensiunii U_{AB} (efect de volant).

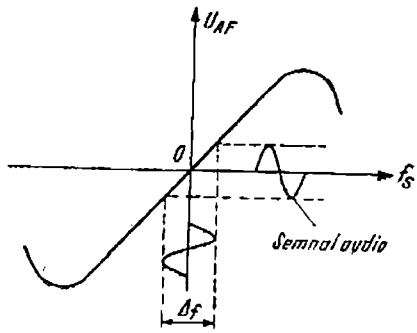


Fig. 8.5. Curba „S“.

Deasemenea, dacă tensiunea U_1 crește datorită MA parazite, diodele D_1 și D_2 se deschid mai mult amortizînd suplimentar circuitele acordate și amplificarea scade.

Simetria circuitelor diodelor D_1 și D_2 este și ea foarte importantă din punct de vedere al MA parazite. De aceea se prevede un reglaj al ei (R_1). La detectoarele de raport nesimetrice punctul B se pune la masă iar rezistențele R_2, R_3 și condensatoarele C_3, C_4 se unifică ca valoare. Tensiunea la ieșire nu va mai fi zero în pauza de modulație, ci egală cu jumătate din tensiunea de pe C_E. Curba „S“ va fi și ea axată pe aceeași tensiune.

8.3.2. Demodulatorul cu coincidență

El se găsește încorporat în același circuit integrat împreună cu amplificatorul-limitator de FI-MF. Numele provine de la principiul de funcționare.

Cuprinde trei etaje diferențiale care împreună cu o rețea de defazare realizează un multiplicator cu rol de detector sensibil la fază (fig. 8.6).

Semnalul de FI—MF amplificat și limitat se aplică direct etajului T_1 T_2, și prin intermediul rețelei de defazare (C_1, C_2, L, R_1), etajelor T_3, T_4 și T_5, T_6.

La frecvența de acord f_0 (semnal nemodulat) a circuitului de derivație, tensiunea U_2 este defazată cu 90° față de U_1. În funcție de deviația de frecvență instantanee a semnalului, apare o variație de fază între cele două tensiuni care este diferită de 90°. Alegînd în mod corespunzător parametrii circuitului pentru o variație cît mai liniară a fazei, se poate considera că pentru un domeniu egal cu deviația maximă Δf_{max} există proporționalitate între φ și Δf. (fig. 8.7). De aceea în practică, valoarea condensatorului de acord C_2 este mare (1, 5 nF).

Tranzistorul T_1 conduce, cînd U_1 este pozitivă, iar T_2 conduce pentru U_1 negativă. Grupul T_3, T_4 va putea conduce curentul I_{E1} cînd T_1 este în conducție. Deasemenea T_5, T_6 conduce curentul I_{E2} dacă T_2 va conduce. Conducția tranzistoarelor T_3—T_6 este condiționată și de tensiunea U_2. Astfel pentru U_2 pozitivă, va conduce T_3 și T_6, iar pentru U_2 negativă, T_4 și T_5. Curenții I_1 și I_2 reprezintă suma curenților I_3, I_5 respectiv I_4, I_6.

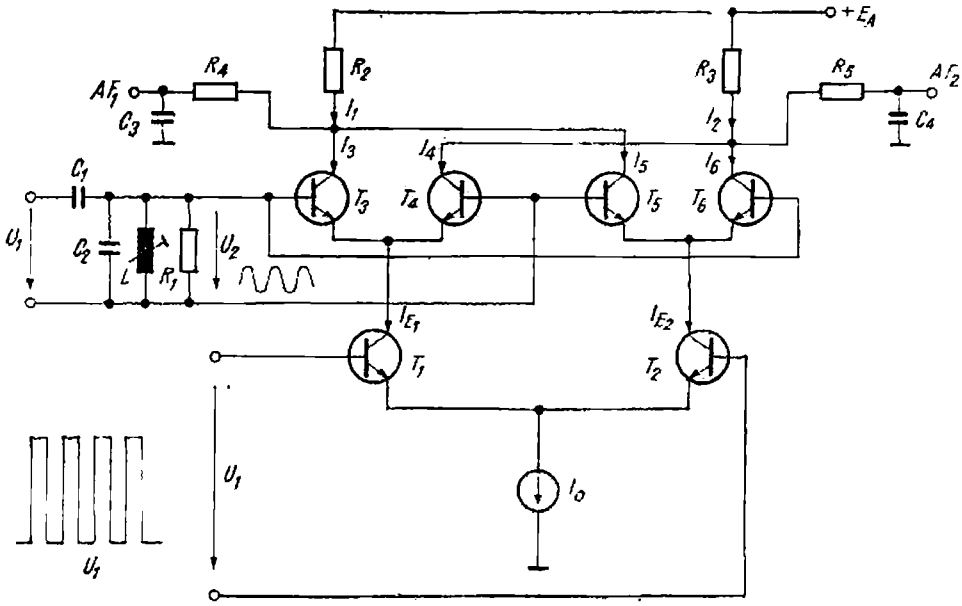


Fig. 8.6. Schema de principiu a demodulatorului cu coincidență.

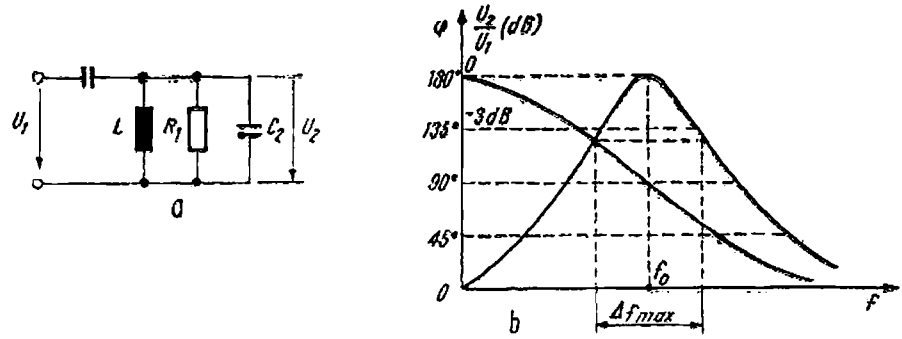


Fig. 8.7. Circuitul de defazare: *a* — schema electrică; *b* — caracteristica de amplitudine și fază.

Studiind combinațiile posibile de conducție ale tranzistoarelor din schemă, în funcție de fazele tensiunilor U_1 și U_2, rezultă următoarele:

— I_3 există dacă: $U_1 > 0$ și $U_2 > 0$;
— I_5 există dacă: $U_1 < 0$ și $U_2 < 0$;
— I_4 există dacă: $U_1 > 0$ și $U_2 < 0$;
— I_6 există dacă: $U_1 < 0$ și $U_2 > 0$.

Formele curenților și tensiunilor sînt prezentate în fig. 8.8. Se remarcă că tensiunea U_2 este sinusoidală datorită circuitului de defazare iar curenții au forma de impuls cu amplitudinea I_0 dată de generatorul de curent constant din emitoarele T_1, T_2.

Deoarece reprezentarea s-a făcut pentru un defazaj de 90° între U_1 și U_2 ($\Delta f = 0$), impulsurile de curent I_1 și I_2 au aceiași lățime și valoare medie. I_{M1}, I_{M2}, egală cu $I_0/2$. Dacă defazajul este mai mic de 90° lățimea impulsu-

rilor de curent I_1 crește și I_2 scade, iar dacă diferența de fază este mai mare de 90° impulsurile I_1 sînt mai scurte iar I_2 mai lungi. Rezultă că valorile medii I_{M1} și I_{M2} urmăresc diferența de fază a celor două tensiuni și deci sînt proporționale cu deviația de frecvență.

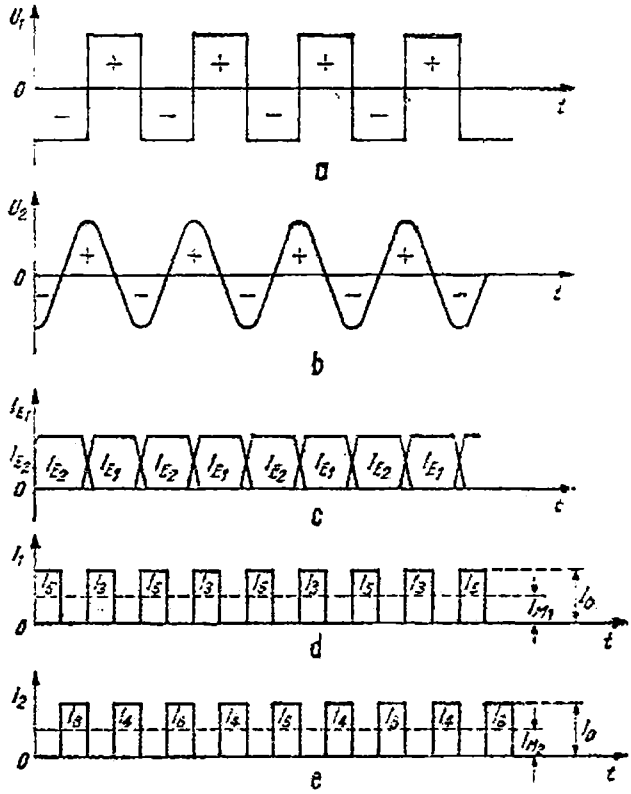


Fig. 8.8. Formele de undă ale curenților și tensiunilor din fig. 8.6: a — $U_1(t)$; b — $U_2(t)$; c — $I_{E1}(t)$; $I_{E2}(t)$; d — $I_1(t)$; e — $I_2(t)$.

Extragerea semnalului de AF se face prin două grupuri de integrare R_4C_3 și R_5C_4 cu ajutorul cărora tensiunea în impuls de pe rezistențele de sarcină R_2, R_3 produsă de curenții I_1, I_2 este transformată în valoare medie.

Aceste grupuri realizează și dezaccentuarea.

După cum se vede, circuitul are două ieșiri. În practică schema este mai complicată, în sensul că semnalele înainte de a fi disponibile la contactele circuitului integrat trec, unul printr-un amplificator cu nivel reglat electronic iar altul printr-un al doilea amplificator cu cîștig fix folosit la înregistrări.

Capitolul 9

Decodorul stereo

9.1. Generalități

Apariția emisiunilor radiofonice stereo a însemnat un mare pas înainte spre o transmitere și reproducere cît mai fidelă a programului sonor original. Stereofonia, dă posibilitatea localizării în spațiu a surselor sonore. Pentru a se putea realiza această localizare, cîmpul sonor la ascultător, trebuie să fie cît mai apropiat de cel inițial. Dezvoltarea stereofoniei a mers simultan cu dezvoltarea tehnicilor de reproducere a sunetului, dînd posibilitatea utilizării la valoarea lor reală a amplificatoarelor de înaltă fidelitate și a traductoarelor electroacustice.

Din multiplele sisteme elaborate, s-a impus și se utilizează aproape în exclusivitate sistemul care utilizează un semnal multiplex în domeniul frecvenței, iar semnalul multiplex utilizează modulația în amplitudine cu suprimarea subpurtătoarei.

După cum se știe emisiunile stereofonice sînt emise în domeniul undelor ultrascurte (UUS), în care se pot transmite semnale cu bandă largă de frecvență.

Schema bloc simplificată a unui receptor stereofonic este prezentată în fig. 9.1.

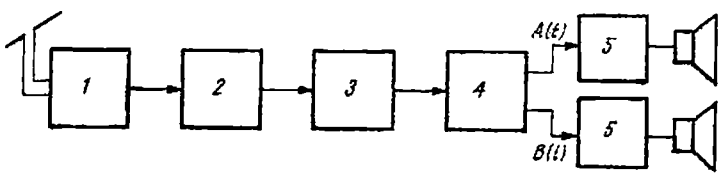


Fig. 9.1. Schema bloc a unui RR stereo: *1* — Blocul de UUS, *2* — Mixer autooscilant, *3*—AFI, *4*—Decodor stereo, *5*—Amplificatoare de audiofrecvență.

La intrarea etajului decodor se aplică semnalul multiplex stereo reprezentat în fig. 9.2.

Semnalele furnizate de decodorul stereo sînt semnale $A(t)$ și $B(t)$, respectiv semnale corespunzătoare canalelor stînga și dreapta.

Trebuie să facem cîteva precizări:

— s-a notat cu $M(t)$ suma semnalelor corespunzătoare canalelor stînga și dreapta, $A(t)$ și respectiv $B(t)$: $M(t) = A(t) + B(t)$;

– $S(t)$ reprezintă semnalul diferență dintre semnalele canalelor stînga și dreapta: $S(t) = A(t) - B(t)$;

– $S^*(t)$ reprezintă cele două benzi laterale ale semnalului $S(t)$ după ce a modulat în amplitudine subpurtătoarea cu frecvența de 38 KHz. $S^*(t)$ se numește semnal auxiliar stereo.

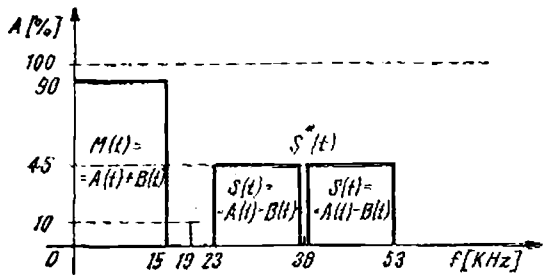


Fig. 9.2. Forma semnalului multiplex stereo

Decodorul stereo este blocul specific receptoarelor stereo. Semnalul multiplex de la ieșirea demodulatorului MF este folosit pentru atacul decodorului. Acesta va realiza următoarele funcțiuni:

– reface subpurtătoarea cu frecvența de 38 kHz, care a fost suprimată la emisie. Semnalul pilot cu frecvență de 19 kHz este selectat, amplificat și prin dublarea frecvenței lui se obține subpurtătoarea de 38 kHz;

– extrage din semnalul multiplex semnalul sumă $M(t)$ și semnalul auxiliar stereo $S^*(t)$, care conțin împreună informația programului stereo;

– se adaugă subpurtătoarea de 38 KHz la semnalele care conțin informația stereo;

– se obțin cele două semnale: $A(t)$ – semnal stînga și $B(t)$ – semnal dreapta;

– realizează dezaccentuarea semnalelor $A(t)$ și $B(t)$. Dezaccentuarea nu se face direct după demodulatorul MF, deoarece ar atenua puternic semnalele aflate peste frecvența de 15 kHz, adică semnalul pilot și semnalul auxiliar stereo (23 – 53 kHz). Din acest motiv circuitele de dezaccentuare sînt plasate la ieșirea decodorului stereo.

După modul de obținere a semnalelor pentru canalele stînga $A(t)$ și dreapta $B(t)$, decodoarele stereo sînt de mai multe tipuri:

– decodor cu separarea componentelor $M(t)$ și $S^*(t)$, cu detecția anvelopei;

– decodor cu obținerea directă a lui $A(t)$ și $B(t)$ cu detecția anvelopei;

– decodor cu separarea componentelor $M(t)$ și $S^*(t)$, cu demodulare prin comutator cu diviziune în timp;

– decodor cu obținerea directă a lui $A(t)$ și $B(t)$, cu demodulare prin comutator cu diviziune în timp.

9.2. Scheme bloc de decodoare stereo

În continuare vom prezenta cîteva scheme bloc de realizare a decodoarelor stereo.

9.2.1. Decodor cu separarea semnalului sumă și a semnalului auxiliar, cu detecția anvelopei

În fig. 9.3. este prezentată schema bloc a unui decodor stereo cu separarea semnalului sumă $M(t)$ și a semnalului auxiliar stereo $S^*(t)$.

Semnalul multiplex stereo este aplicat la intrarea decodorului care este separat pe trei căi:

— printr-un filtru trece jos cu bandă de 15 KHz, care realizează extragerea semnalului sumă $M(t) = A + B$.

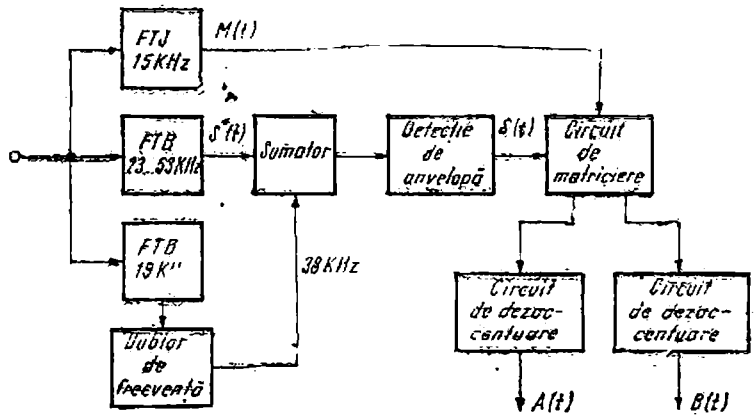


Fig. 9.3. Schema bloc a unui detector stereo, realizat prin separarea semnalului sumă și a semnalului auxiliar, cu detecția anvelopei.

— printr-un filtru trece bandă cu banda de trecere între 23 kHz și 53 kHz, care extrage semnalul auxiliar stereo $S^*(t)$;

— printr-un filtru trece bandă, cu frecvența centrală de 19 kHz, care extrage frecvența pilot $P(t)$ de 19 kHz. Frecvența semnalului pilot este dublată printr-un dublor de frecvență refăcîndu-se subpurtătoarea de 38 kHz.

După însumarea semnalului auxiliar stereo cu subpurtătoarea de 38 kHz se obține subpurtătoarea modulată în amplitudine cu semnalul diferență $S(t) = A - B$. Trecînd acest semnal printr-un detector de amplitudine se obține la ieșire semnalul diferență între canalele stînga și dreapta.

În această fază avem disponibile semnalele sumă $M(t) = A(t) + B(t)$ și diferență $S(t) = A(t) - B(t)$.

Făcînd suma și diferența lor într-un circuit de matriciere, obținem, după dezaccentuarea de audiofrecvență, semnalele utile corespunzătoare canalelor stînga, $A(t)$ și dreapta $B(t)$.

$$M(t) + S(t) = A(t) + B(t) + A(t) - B(t) = 2A(t)$$
$$M(t) - S(t) = A(t) + B(t) - A(t) + B(t) = 2B(t)$$

9.2.2. Decodor cu separarea directă a semnalelor stînga și dreapta, cu detecție de anvelopă

În fig. 9.4. este prezentată schema bloc, cu separarea directă a semnalelor și detecție de anvelopă.

Decodorul stereo prezentat în fig. 9.3. are dezavantajul utilizării unui număr ridicat de componente inductive pentru realizarea filtrelor. De ase-

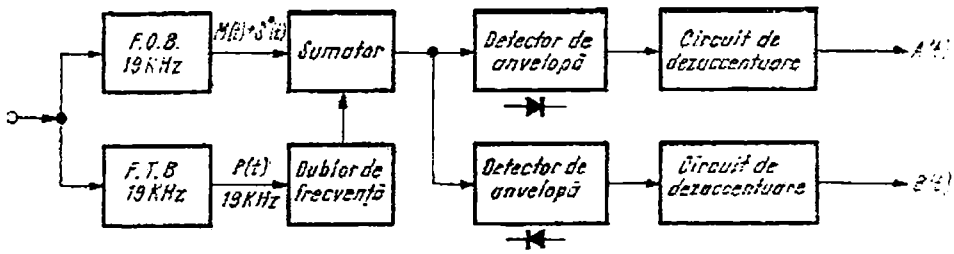


Fig. 9.4. Schema bloc a unui detector stereo, realizat prin separarea directă a semnalelor stînga și dreapta, cu detecție de anvelopă.

menea, diafonia între canalele stînga și dreapta este destul de mare. Avînd în vedere aceste dezavantaje, decodorul din fig. 9.4. are o comportare mai bună.

Semnalul multiplex stereo de la ieșirea demodulatorului MF este trecut printr-un filtru oprește bandă, acordat pe 19 kHz și care elimină semnalul pilot $P(t)$ și printr-un filtru trece bandă acordat pe 19 kHz, care extrage semnalul pilot din semnalul multiplex stereo. Semnalul cu frecvența de 19 kHz atacă un dublor de frecvență, iar subpurtătoarea refăcută, de 38 kHz, se însumează cu semnalul de pe cealaltă cale. În acest mod obținem semnalul sumă $M(t)$ și subpurtătoarea de 38 kHz modulată în amplitudine cu semnalul diferență.

Fără a intra în amănunte semnalul rezultat în urma acestei însumări este subpurtătoarea de 38 kHz modulată în amplitudine, pentru alternanțele de semn pozitiv cu semnalul $A(t)$ și modulată pentru alternanțele de semn opus, cu semnalul $B(t)$ (fig. 9.5.; fig. 9.6.).

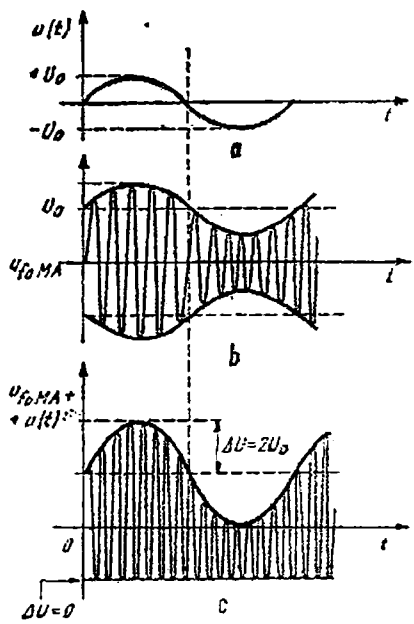


Fig. 9.5. *a* — Forma semnalului de audiofrecvență; *b* — Subpurtătoarea modulată în amplitudine cu semnalul de audiofrecvență *(a)*; *c* — Semnalul rezultat din însumarea subpurtătoarei modulate în amplitudine cu semnalul de audiofrecvență modulator.

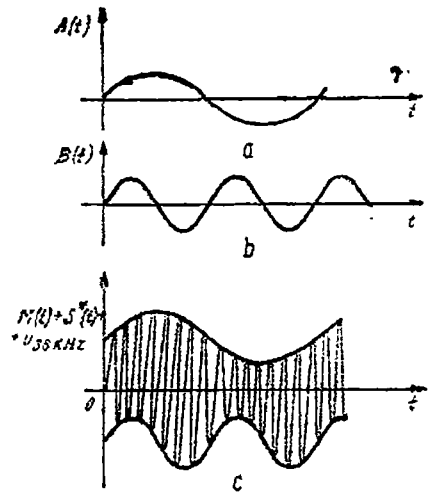


Fig. 9.6. *a* — Semnalul de audiofrecvență pentru canalul dreapta. *b* — Semnalul de audiofrecvență pentru canalul stînga. *c* — Forma semnalului la ieșirea sumatorului din fig. 9.4.

În fig. 9.5. am prezentat rezultatul însumării unei purtătoare modulate în amplitudine (9.5.*b*) cu semnalul modulator (9.5.*a*). Se constată că alternanțele pozitive sînt modulate în continuare în amplitudine, dar cu un semnal de două ori mai mare, în timp ce pentru alternanțele negative modulația de amplitudine dispare. Același lucru se întîmplă după sumatorul din fig. 9.4. semnalul prezentat în fig. 9.6.*c* fiind subpurtătoarea de 38 kHz modulată în amplitudine cu anvelope diferite. Anvelopa pozitivă este semnalul stînga $A(t)$, iar anvelopa negativă este semnalul dreapta $B(t)$.

Demodulînd separat anvelopa pozitivă și separat anvelopa negativă se obțin semnalele de audiofrecvență utile.

9.2.3. Decodarea cu comutare (separare în timp a canalelor)

Cele două scheme bloc prezentate au variante care utilizează un comutator comandat de tensiunea subpurtătoarei refăcute (38 kHz). În fig. 9.7. este prezentată schema bloc a unui decodor cu separarea directă a semnalelor

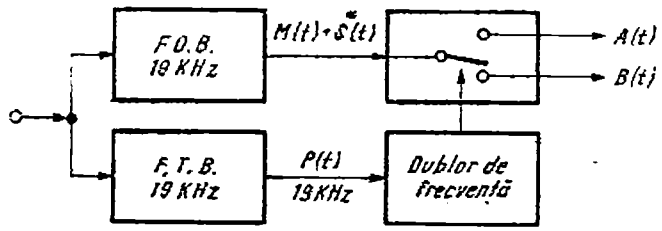


Fig. 9.7. Schema bloc a unui decodor stereo, care utilizează separarea directă a semnalelor A și B și demodularea prin comutator.

A și B utilizînd demodularea prin comutator. Elementul nou în schema bloc prezentată față de schema bloc din fig. 9.4. este comutatorul comandat de oscilația de 38 kHz. Alternanța pozitivă a tensiunii de comandă a comutatorului lasă să treacă spre ieșire o tensiune formată din valoarea instantanee a semnalului sumă $A + B$ și valoarea instantanee a anvelopei pozitive a semnalului auxiliar stereo, care este $A - B$. Cele două semnale însumate dau la ieșire semnalul $2A$, deci informația canalului stînga.

Alternanța negativă a tensiunii de comandă a comutatorului trece comutatorul pe cealaltă ieșire, unde se vor însuma de această dată valoarea instantanee a semnalului sumă $A + B$ cu anvelopa negativă a semnalului auxiliar stereo, care este $-(A - B)$. Din însumarea lor rezultă la această ieșire semnalul $2B$, deci informația transmisă de canalul dreapta.

În continuare semnalele obținute pe cele două ieșiri sînt filtrate și dezaccentuate.

Acest principiu de funcționare a unui decodor stereo este larg aplicat în construcția circuitelor integrate specializate ca decodoare stereo.

9.3. Scheme practice

Avînd în vedere că în prezent majoritatea radioreceptoarelor stereofonice utilizează pentru decodarea stereo circuite integrate, vom prezenta pe scurt CI—βA 758 fabricat de IPRS-Băneasa (fig. 9.8).

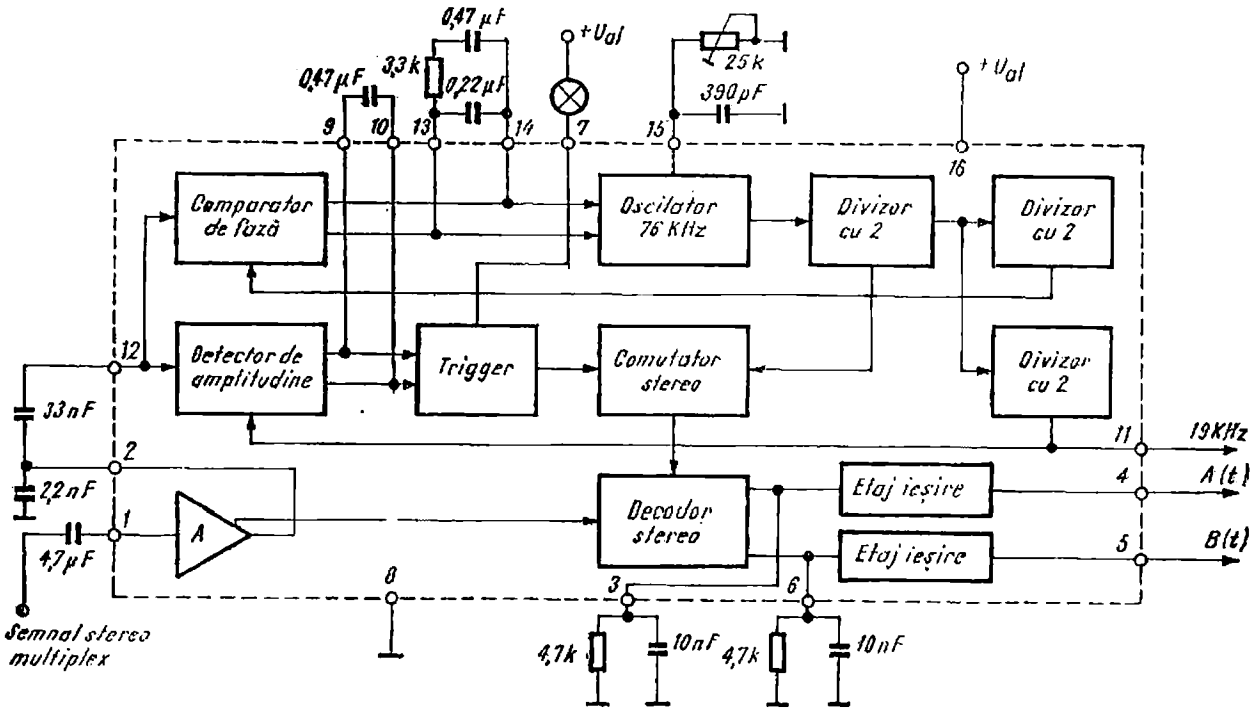


Fig. 9.8. Schema bloc internă a circuitului integrat decodor stereo ȚA 758.

Pentru refacerea subpurtătoarei se utilizează un oscilator pe 76 kHz, comandat în tensiune. După două divizări cu *2*, se obține frecvența semnalului pilot (19 kHz) care este aplicată, simultan cu semnalul multiplex stereo, unui comparator de fază. Tensiunea continuă rezultată la ieșirea comparatorului ajustează frecvența și faza oscilatorului de 76 kHz astfel ca faza semnalului cu frecvența de 19 kHz să coincidă cu faza semnalului similar de la emisie. În acest mod și semnalul de 38 kHz are faza corectă.

Comutatorul stereo întrerupe funcționarea decodorului atunci cînd la intrarea CI nu avem semnal stereo sau cînd nivelul lui este prea mic și raportul semnal-zgomot ar fi nesatisfăcutăor audiției (deoarece decodorul stereo introduce un zgomot suplimentar).

Detectorul de amplitudine al semnalului pilot este atacat de semnalul multiplex stereo și de un semnal cu frecvență de 19 kHz. Acesta, în prezența semnalului stereo, comandă, printr-o tensiune continuă, un circuit basculant (trigger) care, la rîndul său, va comanda comutatorul stereo în sensul de a lăsa să treacă subpurtătoarea refăcută spre etajul decodor stereo.

Decodorul stereo funcționează pe principiul separării în timp a canalelor, fiind un decodor cu comutare. Filtrele de dezaccentuare sînt conectate exterior la terminalele *3* și *6* ale CI, iar semnalele utile sînt disponibile la terminalele *4* și *5* ale CI.

Dintre performanțele acestui CI — decodor stereo amintim separarea canalelor (diafonia) care este mai bună de 40 dB. Diafonia minimă garantată fiind de 30 dB.

Capitolul 10

Decodorul de culoare

10.1. Generalități

Rolul decodorului de culoare într-un receptor de TV în culori constă în extragerea din semnalul video complex color (SVCC) a semnalului de crominanță complex (SCC) și prelucrarea lui prin operații de matriciere, comutare, demodulare și amplificare în vederea obținerii semnalelor diferență de culoare necesare funcționării matricei RGB.

Decodoarele de culoare pentru cele trei sisteme — NTSC, PAL, SECAM — în funcție pe plan mondial la ora actuală, au următoarele trăsături comune:

— extragerea semnalului SCC se face prin circuite selective;

— demodularea se face cu două demodulatoare separate, corespunzătoare celor două semnale de crominanță transmise;

— telespectatorul are posibilitatea de a regla amplitudinea semnalelor video diferență de culoare prin comenzi accesibile de saturație și contrast;

— blocarea automată a culorii (BAC) în situațiile cînd semnalul recepționat este alb-negru sau pe alt sistem decît cel pentru care este proiectat decodorul, cînd semnalul scade sub un anumit nivel la intrarea decodorului sau televizorul nu e acordat corect pe canal;

— nivelul semnalului SVCC la intrare este cuprins între 1—4 V_{vv};

— semnalele diferență de culoare la ieșire au amplitudinile între 0,5—4 V_{vv} și un raport între ele bine definit.

Televizoarele în culori sînt construite pe una sau mai multe norme. În continuare se vor prezenta problemele specifice decodoarelor pe normele PAL și SECAM.

10.2. Decodorul PAL

Structura unui decodor PAL depinde de familia circuitelor integrate folosite. Prima generație de circuite integrate elaborate pentru sistemul PAL o constituie seria TBA 500. Acestea au fost ulterior dezvoltate realizîndu-se circuitele din seria TCA 600 care pot funcționa și în PAL și în SECAM. Prin elaborarea circuitelor integrate din generația a doua — TDA 2500 — s-a obținut o simplificare a circuitelor decodorului combinată cu o serie de îmbunătățiri ale parametrilor electrici. Deoarece acestea funcționează numai în

PAL, s-au realizat circuitele din generația a treia — seria TDA 3500 — cu posibilități de utilizare bistandard PAL—SECAM.

O schemă bloc a unui decodor PAL funcționînd cu circuite din prima generație este prezentată în fig. 10.1 și va fi descrisă în cele ce urmează.

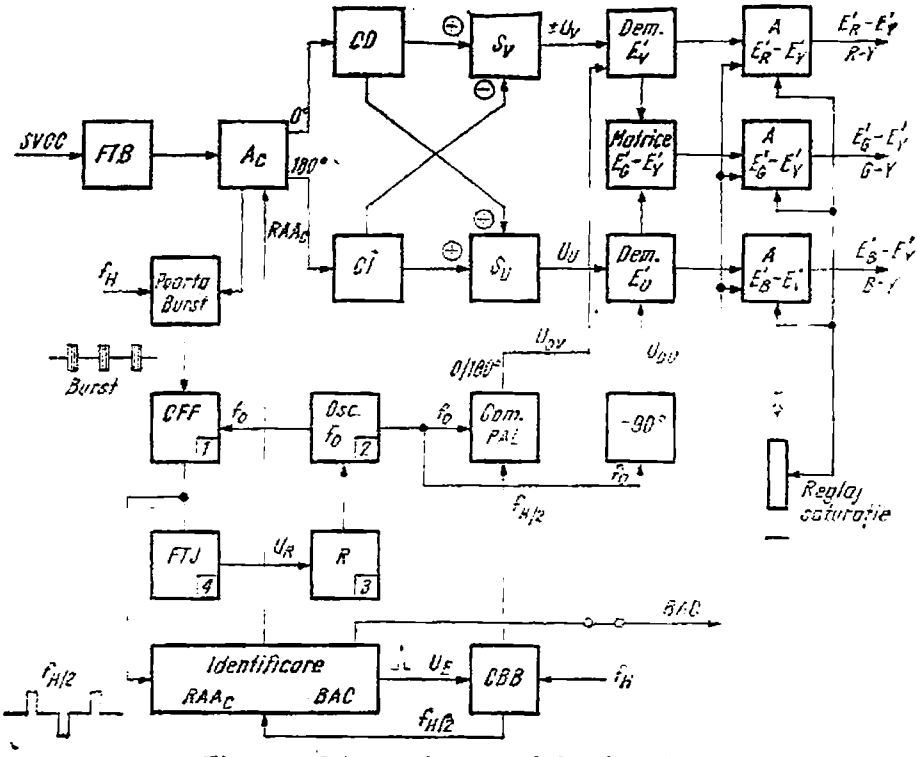


Fig. 10.1. Schema bloc a unui decodor PAL

10.2.1. Extragerea SCC și amplificatorul de crominanță

Semnalul video complex color (SVCC) de la ieșirea demodulatorului video este aplicat unui filtru de bandă (FTB). Acesta are frecvența centrală de acord egală cu frecvența subpurtătoarei de crominanță $f_0 = 4{,}43$ MHz. În majoritatea cazurilor el constă într-un circuit derivație cu bandă de trecere la —3 dB de cca 2—2,2 MHz și factor de calitate $Q \simeq 2$. La ieșirea lui se obține semnalul complex color (SCC) care se aplică amplificatorului de crominanță A_C. Acesta are amplificare reglabilă prin tensiunea de reglaj automat a amplificării de crominanță (RAA_C) astfel că nivelul de ieșire este menținut constant pentru o variație a semnalului de intrare în limite largi: 4—200 mV. Dintre cauzele care fac ca nivelul semnalului aplicat să fie variabil citățm: fluctuația nivelului semnalului recepționat, dezacord al oscilatorului local, poziționarea spectrului semnalului de crominanță pe caracteristica AFI-VS.

Semnalul la ieșire va trebui să nu conțină burstul deoarece în caz contrar spațiul de stingere H unde la ieșirea decodorului se face axarea, ar fi eronat. Suprimarea burstului se face de regulă cu un circuit de tip poartă comandat de impulsurile de stingere linii.

10.2.2 Separarea semnalelor de crominanţă modulate

La prezentarea sistemului PAL (cap. 1) s-a arătat că semnalul complex de crominanţă este o sumă vectorială de două semnale modulate MA—PS: $E'_c = \pm U_V + U_U$. Semnalul U_U reprezintă un semnal cu frecvenţa subpurtătoarei de crominanţă f_0, fază 0 şi o amplitudine proporţională cu semnalul video diferenţă de culoare $E'_B - E'_Y$. Semnalul U_V are aceiaşi frecvenţă f_0, amplitudinea este proporţională cu semnalul video diferenţă de culoare $E'_R - E'_Y$ iar faza este $\pm 90°$, alternată de la o linie la alta.

Separarea celor două semnale se face cu ajutorul unui montaj numit matrice PAL care cuprinde o cale directă, o cale întîrziată şi două etaje de însumare (fig. 10.2). Calea întîrziată conţine ca element principal o linie de întîrziere.

Semnalul complex de la ieşirea amplificatorului de crominanţă se aplică prin calea directă *CD* la intrarea *1* a sumatorului S_V şi la intrarea *2* a sumatorului S_U. Semnalele celor două intrări sînt în fază.

Acelaşi semnal se aplică şi căii întîrziate *CÎ*. El ajunge după un timp aproximativ egal cu durata completă a unei linii (64 μs), la intrarea *1* a sumatorului S_U şi printr-un defazor cu 180° la intrarea *2* a sumatorului S_V. Datorită modului de aplicare al semnalelor pe sumatoare, S_V execută o scădere iar S_U o adunare. Deoarece linia de întîrziere introduce o atenuare de 6—12 dB nivelele la intrările sumatoarelor trebuiesc egalizate. Presupunînd că în momentul t_0 la ieşirea căii directe se recepţionează un semnal $-U_V+U_U$ corespunzător liniei n, atunci la ieşirea căii întîrziate se obţine un semnal U_V+U_U transmis cu o linie înainte. La momentul t_1 se schimbă faza semnalului U_V astfel că semnalul direct este U_V+U_U iar semnalul întîrziat $-U_V+U_U$. Succesiunea în timp a semnalelor pe cele două căi este prezentată în fig. 10.2.

Semnalele la ieşire ale celor două sumatoare au amplitudine dublă iar semnalul pe calea *V* este cu fază alternată de la linie la linie.

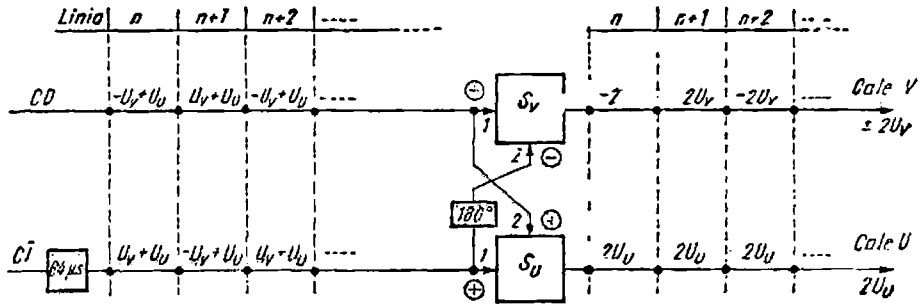


Fig. 10.2. Separarea semnalelor de crominanţă modulate.

10.2.3. Linia de întîrziere de crominanţă

În funcţionarea corectă a matriciei PAL este foarte important ca fazele semnalelor provenite de la cele două căi care se însumează să fie identice sau să difere între ele cu 180°.

Semnalul subpurtătoarei are frecvenţa exactă $f_0 = 4{,}43361875$ MHz căreia îi corespunde o perioadă $T_0 = 0{,}2255493$μs. Într-un interval de timp

de 64μs numărul de perioade este: $64/T_0 = 283{,}75171$. Din reprezentarea grafică a semnalului pe cele două căi observăm că dacă întîrzierea τ_0 este de 64μs, semnalul întîrziat trece prin zero cu 0,248 T_0 înaintea semnalului direct (fig. 10.3). Avansul de fază va fi egal cu 89,424°. Acest defazaj va duce la însumarea incorectă a semnalelor pe cele două căi și deci la distorsionarea semnalelor U_U și U_V. De aceea durata întîrzierii liniei s-a ales egală cu timpul în care se descriu un număr maxim de semiperioade:

$$\tau_0 = 283{,}5\,T_0 = 567\,\frac{T_0}{2} = 63{,}94325\ \mu s \qquad (10.1)$$

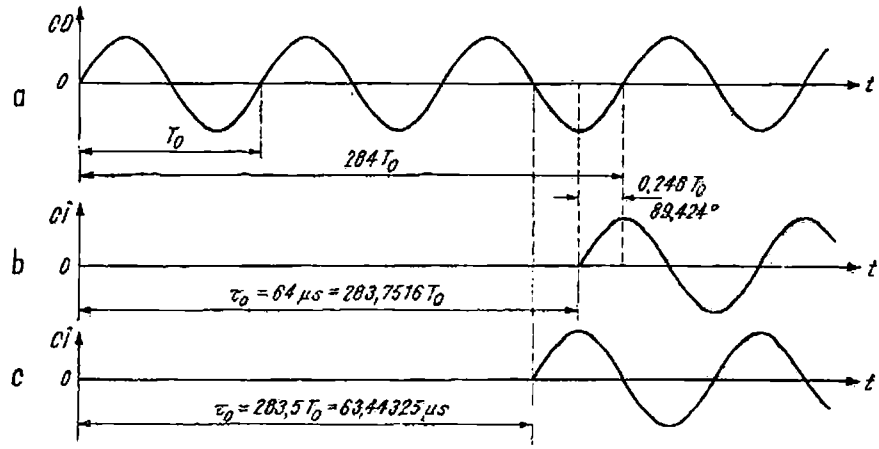


Fig. 10.3. Forma semnalelor pe calea directă și întîrziată: *a* — semnalul pe CD; *b* — semnalul pe CI pentru $\tau_0 = 64$ us; *c* — semnalul pe CI pentru $\tau_0 = 63{,}94325$ us.

Deoarece numărul de semiperioade este impar, semnalul întîrziat va avea un avans de fază de 180° față de semnalul direct. Aceasta înseamnă că semnalul la ieșirea liniei, după timpul τ_0, va fi defazat cu 180° față de intrare. Datorită acestei particularități, schema matricei PAL va trebui modificată în sensul că defazorul de 180° va trebui mutat de la intrarea *2* a sumatorului S_V la intrarea *2* a sumatorului S_U. Dacă amplificatorul de crominanță este realizat cu circuitul integrat TCA640 atunci acesta este prevăzut cu două ieșiri în antifază care atacă cele două căi. (fig. 10.1). Semnalul la ieșirea liniei de întîrziere va fi în fază cu semnalul direct și funcționarea matricei va fi ca aceea prezentată în fig. 10.2.

Diferența de timp de cca 57 ns pînă la 64 μs, din cauza medierii liniilor alăturate, va provoca un decalaj pe orizontală de 0,5 mm care pentru un televizor cu diagonala de 66 cm este puțin important.

Timpul relativ lung de întîrziere face ca soluțiile tehnice adoptate la construcția liniilor de luminanță să nu mai poată fi aplicate întrucît rezultă gabarite mari. De aceea liniile de întîrziere de crominanță sînt linii care folosesc propagarea ultrasunetelor într-un mediu de sticlă specială (corning). Deoarece viteza de propagare este foarte mică dimensiunile sînt reduse.

Construcția unei linii cu ultrasunete este prezentată în fig. 10.4*a*. Semnalul de intrare U_1 se aplică la un transductor piezoelectric care transformă tensiunea electrică în unde ultrasonore. Acestea se propagă prin sticlă suferind reflexii multiple pînă la transductorul de ieșire care face operațiunea inversă: transformă oscilațiile ultraacustice în semnal electric de ieșire U_2.

Impedanțele de intrare și ieșire, datorită modului constructiv al transductorilor sînt echivalente cu un condensator în paralel cu o rezistență. Funcționarea optimă a liniei de întîrziere este condiționată de adaptarea celor două impedanțe. Numai în acest caz are loc transfer maxim de energie și reflexiile sînt minime. Aceasta se face, compensînd efectul capacitiv cu inductanțe reglabile din care se ajustează fin timpul de întîrziere. Din punct

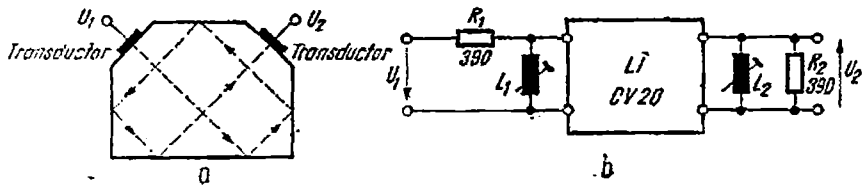


Fig. 10.4. Linia de întîrziere de crominanță: *a* — construcție; *b* — adaptarea liniei.

de vedere rezistiv, trebuie ca rezistența de ieșire a etajului de atac al liniei și rezistența de intrare a etajului de la ieșirea liniei să fie egale cu impedanța caracteristică a liniei. Datorită valorii mici a primei și valorii mari a celei de a doua, rezistențele de adaptare se montează în serie la intrare și în paralel la ieșire (fig. 10.4)

Toleranța timpului de întîrziere în sistemul PAL este de importanță maximă. Ea trebuie să fie mai bună decît ± 7 ns, față de SECAM unde este suficientă o precizie de ± 70 ns.

O problemă deosebită o constituie variația timpului de întîrziere cu temperatura. De exemplu pentru linia CV20b variația maximă admisă într-un domeniu de la $+5°$ la $+55°$ este de ± 6 ns.

10.2.4 Demodulatoarele semnalelor de crominanță

Demodularea semnalelor de crominanță care sînt semnale cu frecvență f_0 modulate în amplitudine și cu subpurtătoarea suprimată, se face cu circuite de detecție sincrone. Aceasta presupune existența în permanență, pe lîngă semnalul ce trebuie demodulat, a unei subpurtătoare generată în decodor care trebuie să fie în fază cu semnalul.

Pentru buna înțelegere a funcționării se va prezenta un semnal MA—PS unde semnalul modulator este un semnal video în dinte de fierăstrău fig. 10.5*a*). Modulația normală în amplitudine (MA) a unei subpurtătoare f_0 cu amplitudinea U_0 va avea forma din fig. 10.5*b*.

Semnalul MA cu purtătoarea suprimată se obține grafic scăzînd în fiecare moment valoarea instantanee a amplitudinii subpurtătoarei din valoarea amplitudinii instantanee a semnalului MA. Se obține forma din fig. 10.5*c*. O observație importantă este faptul că datorită schimbării fazei semnalului modulator se schimbă și faza subpurtătoarei modulată MA—PS. Aceasta se întîmplă la trecerile prin zero ale semnalului $U(t)$.

Explicarea funcționării unui demodulator sincron se poate face simplu pe baza unei scheme în comutație utilizată la primele tipuri de decodoare PAL (fig. 10.6*a*). Semnalul ce trebuie demodulat se aplică printr-un transformator T_1 care are secundarul cu priză mediană. Semnalele pe cele două secțiuni ale lui sînt în antifază față de punctul de mijloc. Subpurtătoarea f_0 se aplică printr-un al doilea transformator T_2 care se găsește într-o punte cu

primul. Nivelul subpurtătoarei u_0 în secundar este de cîteva ori mai mare ca amplitudinea semnalului MA-PS injectat în circuit de o jumătate a secțiunii secundare T_1. Presupunem că forma semnalului MA-PS este identică cu aceea prezentată înainte. În lipsa lui, diodele D_1 și D_2 sînt deschise pentru un timp scurt de vîrfurile alternanțelor pozitive, respectiv negative ale subpurtătoarei u_0 (fig. 10.6*c*) și condensatoarele C_1, C_2 se încarcă ritmic cu tensiuni egale și de semn contrar față de masă. Tensiunea de ieșire va fi nulă. Tensiunile din secundarul T_1 vor modifica curenții diodelor, numai atît timp cît ele sînt aduse în conducție de faza corespunzătoare a tensiunii u_0. Astfel, curentul diodei D_1 există numai pe durata vîrfurilor alternanțelor pozitive ale semnalului u_0 iar mărimea lui este influențată în intervalul t_0—t_1 de alternanțele pozitive ale semnalului modulat u—u_0 iar în intervalul t_1—t_2 de alternanțele negative ale aceluiași semnal (fig. 10.6*b* și *c*). Tensiunea pe condensatorul C_1 va fi pozitivă și va varia urmînd forma semnalului modulator fiind mai mare aproape de momentul t_0 și mai mică spre t_2. Curentul diodei D_2 există numai pe durata vîrfurilor alternanțelor negative ale subpurtătoarei u_0. Datorită inversării de fază în secundarul transformatorului T_1 mărimea acestui curent în intervalul t_0—t_1 este influențată de alternanțele pozitive ale semnalului — (u—u_0) iar în intervalul t_1—t_2 de alternanțele negative (fig. 10.6*c* și *d*). Tensiunea pe condensatorul C_2 în apropierea momentului t_0 va fi mai puțin negativă față de masă iar pe măsură ce ne apropiem de t_2 va fi din ce în ce mai negativă.

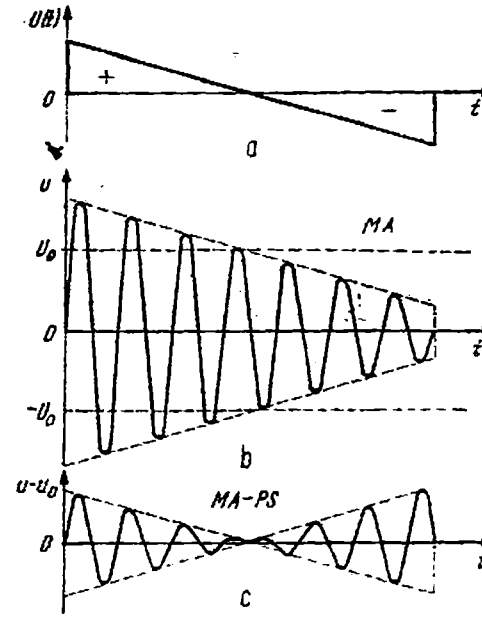


Fig. 10.5. Modulația de amplitudine cu purtătoarea suprimată: *a* — semnal modulator; *b* — semnal MA; *c* — semnal MA-PS.

Prin însumarea tensiunilor de pe cele două condensatoare va rezulta un semnal video de forma semnalului modulator care va trece prin zero la momentul t_1.

Grupul R_3C_3 are rol de integrator al tensiunilor pulsatorii de pe condensatoarele C_1 și C_2 și totodată de filtru trece jos pentru a suprima componentele de înaltă frecvență.

Dacă faza subpurtătoarei u_0 nu coincide cu faza semnalului modulat, atunci tensiunile u_{C_1} și u_{C_2} sînt mai mici și semnalul de ieșire scade. Cu alte cuvinte amplitudinea maximă a semnalului demodulat se obține pentru o coincidență perfectă a fazelor celor două semnale aplicate demodulatorului sincron. În cazul existenței unui defazaj, semnalul demodulat scade la ieșire proporțional cu acesta putîndu-se anula la un defazaj egal cu 90°.

În decodoarele moderne care utilizează circuite integrate, demodularea sincronă se face prin multiplicatoare analogice care înmulțesc semnalul MA—PS cu semnalul subpurtătoarei f_0. Principiul de funcționare a fost explicat

în capitolul 8. Prezentarea în detaliu a schemei de mai sus s-a făcut din necesitatea de a sublinia importanța deosebită a fazelor semnalelor la demodularea sincronă. La ieșirea demodulatoarelor de cale rezultă semnalele video E'_U și E'_V care urmează a fi ponderate invers ca la emisie pentru a se obține semna-

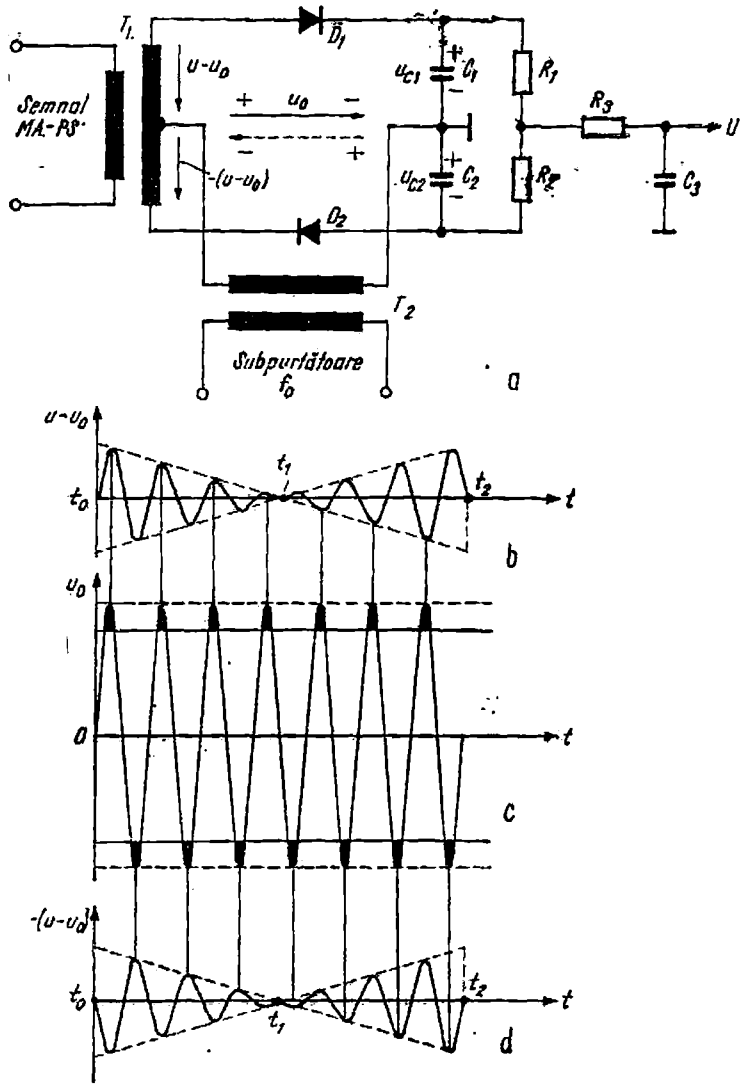


Fig. 10.6. Principiul de funcționare al unui demodulator sincron: *a* — schema de principiu; *b* — semnalul $u = u_0$; *c* — subpurtătoarea nemodulată u_0; *d* — semnalul — $(u-u_0)$.

lele diferență de culoare $E'_B-E'_Y$ și $E'_R-E'_Y$ (capitolul 1). Deoarece amplitudinea semnalelor la ieșirea demodulatoarelor sincrone depinde de amplitudinile semnalului modulat și subpurtătoarei, de regulă ponderea are loc chiar în aceste etaje.

10.2.5. Regenerarea subpurtătoarei de crominanță

Demodularea sincronă a semnalelor obținute prin matriciere — U_U și U_V — presupune existența în fiecare receptor TV pe standardul PAL a unui circuit complex de refacere a subpurtătoarei semnalelor de crominanță care a fost suprimată la emisie.

Pentru ca regenerarea să se facă în sincronism de frecvență și fază cu emisia, se utilizează semnalul de sincronizare de culoare (burst) conținut de semnalul complex de crominanță recepționat. Deoarece aceste semnale sînt situate în timpul cursei inverse de linii, extragerea lor se face cu circuite poartă care sînt deschise de impulsuri de întoarcere linii. În funcționarea unui decodor PAL pot apare sincronizări false sau instabilități care se manifestă în general la pornirea televizorului, comutarea canalelor de recepție sau la trecerea de la o imagine alb-negru la una în culori. Acestea pot fi cauzate de: suprimarea insuficientă a SCC, bandă a circuitului insuficient de mică pentru a atenua armonicele burstului sau formă necorespunzătoare a impulsului de poartă. De asemenea zgomotul care pătrunde prin circuitul poartă în sistemul de reglaj al frecvenței subpurtătoarei generate în timpul cînd televizorul este fără semnal, poate produce o tîrîre a frecvenței oscilatorului peste limita de prindere astfel că la cuplarea semnalului nu se mai poate obține sincronizarea.

Pentru reducerea considerabilă a posibilelor desincronizări sau sincronizări false este de dorit ca impulsul de poartă să fie mai mic ca durata cursei inverse de linii adică cît mai aproape de durata impulsului de burst. Din acest punct de vedere s-au construit circuite integrate pentru sincroprocesoare (TDA 2593) care generează un impuls pentru circuitul de extragere al burstului ce îndeplinește dezideratele menționate. Acest impuls în literatura de specialitate se numește SADCASTLE.

Sistemele moderne de regenerare a subpurtătoarei (fig. 10.1) utilizează în exclusivitate circuite cu bucle de sincronizare a fazei constituie dintr-un oscilator *(2)*, etaj de reactanță *(3)*, comparator de fază și frecvență *(1)* și un filtru trece jos *(4)*.

Semnalul de burst se aplică comparatorului *1* de fază și frecvență care mai primește semnal și de la oscilatorul de 4,43 MHz. La ieșirea comparatorului apar două componente:

— o componentă de tensiune continuă filtrată de FTJ (componentele de c.a. sînt de maxim 200 Hz) care se aplică sub forma unei tensiuni de reglaj U_R etajului de reactanță *(3)*;

— o componentă de impuls cu frecvența $f_H/2$ care apare ca urmare a fazei instantanee a burstului.

Tensiunea continuă de reglaj U_R depinde de diferența de fază dintre faza semnalului oscilatorului și faza medie a burstului. În fig. 10.7 sînt reprezentate fazele instantanee ale burstului alternat: 135° și 225°. Faza medie este de 180°. Se demonstrează că sistemul de reglaj este la echilibru cînd diferența de fază dintre faza medie și faza oscilatorului este de 90°.

În fig. 1.38 s-au prezentat componentele semnalului de burst corespunzătoare axelor semnale-

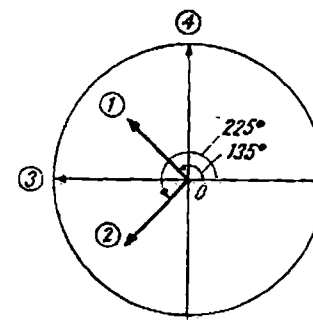


Fig. 10.7. Fazele semnalelor din bucla de regenerare a subpurtătoarei; *1, 2* — fazele instantanee ale burstului; *3* — faza medie a burstului; *4* — faza oscilatorului la sincroniam.

lor video E'_U și E'_V. Componenta orizontală reprezintă un semnal video în antifază cu semnalul modulator E'_U, iar componenta verticală are aceeași fază alternantă de la linie la linie cu semnalul E'_V. Datorită variației instantanee cu $\pm 90°$ a celei de a doua componente, semnalul înaintea filtrului reprezintă o succesiune de impulsuri pozitive și negative cu frecvența $f_H/2$ și cu durata egală cu aceea a semnalului de burst (fig. 10.8).

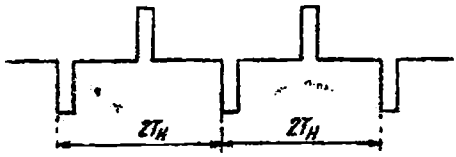


Fig. 10.8. Semnalul $f_H/2$.

Tensiunea de reglaj U_R se aplică unui etaj de reactanță *(3)* care transformă această tensiune într-o variație a unuia dintre parametrii de care depinde frecvența f_0 a oscilatorului.

Oscilatorul de regenerare al subpurtătoarei *(2)* este un oscilator de mare stabilitate cu cristal de cuarț. Frecvența lui poate fi ajustată în limite mici cu ajutorul unui condensator semireglabil.

Reglajul fazei oscilatorului se poate face acționînd asupra fazei medii a burstului prin modificarea inductanței circuitului acordat de la ieșirea porții prin care acesta este extras.

Domeniul de prindere al sistemului de reglaj în buclă este de ordinul sutelor de Hz iar domeniul de menținere de 1—2 kHz.

La paragraful 10.2.2 s-a arătat că semnale la ieșirea matricei PAL sînt $\pm U_V$ și U_U. Factorul *2* a fost neglijat considerînd că reducerea cu 1/2 a amplitudinilor se face în etajele de ieșire ale matricei. Reamintim că faza semnalului modulat U_U este zero iar a semnalului U_V de $\pm 90°$.

Pentru demodularea sincronă a semnalului U_U, subpurtătoarea U_{OU} va trebui să aibă faza 0. Deoarece oscilatorul în regim sincronizat are faza $+90°$, înseamnă că este necesară o defazare cu $-90°$ a semnalului de la oscilator care se aplică demodulatorului E'_U. Circuitul de defazare folosit are schema din fig 10.9*a*.

Semnalul $2U_0$ al oscilatorului se aplică la bornele unei bobine cu priză mediană legată din punct de vedere al c.a. la masă. Tensiunile U_0 pe cele două înfășurări rezultă în antifază față de masă. (fig. 10.9*b*). Componentelor *RC*

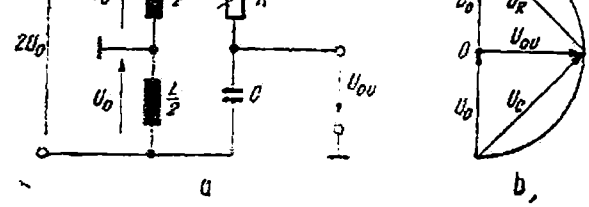


Fig. 10.9. Defazorul de $-90°$; *a* — schema electrică; *b* — reprezentarea vectorială a tensiunilor.

(în serie) li se aplică o tensiune totală de $2U_0$ cu faza de $+90°$ care se divide pe fiecare dintre ele în tensiunile U_R și U_C. Acestea sînt întotdeauna defazate una față de cealaltă cu 90° și sînt plasate într-un semicerc cu diametrul $2U_0$. Tensiunea de ieșire a circuitului reprezintă suma vectorială dintre tensiunea condensatorului și tensiunea U_0. Aceasta este tensiunea U_{OU}, care dacă se alege convenabil valorile *RC* poate avea un defazaj de $-90°$ față de semnalul de $2U_0$ al oscilatorului. Faza rezultantă este 0.

Demodularea sincronă a semnalului U_V impune datorită fazei inițiale a oscilatorului, o alternare a fazei semnalului U_{OV} de 0/180° de la linie la linie. Acest lucru se obține cu un comutator secvențial numit comutator PAL. El este comandat de un circuit basculant bistabil CBB cu frecvența $f_H/2$.

În schemele care utilizează circuite integrate moderne în loc de comutarea secvențială a subpurtătoarei U_{OV} se comută chiar semnalul $\pm U_V$. Prin schimbarea fazei din două în două linii de la —90° la 90° se obține un semnal $+U_V$ și rezultatul demodulării va fi același.

10.2.6. Identificarea semnalului PAL, obținerea tensiunii RAA_c și a tensiunii de blocare automată a culorii

Comutarea secvențială a fazei subpurtătoarei sau a semnalului de crominanță U_V, specifică sistemului PAL, trebuie să se facă în sincronism cu comutarea efectuată la codare. Informația necesară sincronizării este conținută în semnalul de burst cu faza alternată pe linii și servește la identificarea unui semnal PAL.

Funcțiunile blocului de identificare într-un decodor PAL sînt:

— aducerea în sincronism a circuitului basculant bistabil;

— furnizarea unei tensiuni de RAA_c necesară amplificatorului de crominanță;

— producerea unei tensiuni de blocare automată a culorii în condițiile arătate mai jos.

Impulsurile cu frecvența $f_H/2$ de dinaintea FTJ *(4)* sînt comparate cu impulsurile provenite de la circuitul basculant bistabil CBB. Acesta este comandat de impulsuri de întoarcere linii și furnizează impulsuri cu frecvența $f_H/2$. (fig. 10.1)

Dacă faza celor două categorii de impulsuri $f_H/2$ este corectă, comutatorul secvențial funcționează corect și recepția culorilor este normală. În acest caz circuitul de formare a tensiunii de reglaj automat a amplificării amplificatorului de crominanță furnizează o tensiune proporțională cu amplitudinea impulsurilor $f_H/2$ livrate de comparatorul *1* care depinde de nivelul semnalului de la intrarea decodorului. În cursul regimului tranzitoriu care apare la pornirea televizorului este posibil ca faza CBB să fie inversată cu 180°. Comparatorul de impulsuri $f_H/2$ va sesiza diferența și va livra un impuls scurt de amplitudine mare care se aplică ca o tensiune de eroare U_E circuitului basculant bistabil și îl aduce în sincronism de fază. Menționăm că sincronismul în frecvență este asigurat de f_H.

Dacă nivelul semnalului captat este mic, însoțit de zgomot supărător de culoare, există un circuit automat de blocare a culorii —*BAC*— care sub un anumit nivel blochează amplificatoarele de la ieșirea decodorului urmînd ca recepția să se facă alb-negru fiind mai ușor de tolerat din punct de vedere al vizionării. De asemenea blocarea mai are loc și în cazul recepționării unui semnal alb-negru sau a unui semnal în alt sistem (SECAM sau NTSC).

10.2.7. Etajele de ieșire

Dacă ne referim la schema bloc din fig 10.1, semnalele diferență de culoare ponderate de la ieșirea demodulatoarelor se aplică direct amplificatoarelor $E'_B—E'_Y$ și $E'_B—E'_Y$. Semnalul $E'_G—E'_Y$ se poate obține prin matriciere

din celelalte două și apoi se amplifică. De regulă semnalele la ieșire se axează la un anumit nivel și se reglează într-un raport (unul față de celălalt) cerut de matricea RGB. Amplificarea acestor etaje se poate regla manual prin acționarea reglajului de saturație.

Structura etajelor de ieșire din fig. 10.1 nu este obligatorie. Ea diferă mult în practică, depinzînd de concepția de ansamblu a televizorului. Astfel există decodoare unde ieșirile demodulatoarelor atacă direct matricea RGB, sau refacerea semnalelor E'_G—E'_Y are loc în același circuit integrat cu matricea RGB, sau reglajul de saturație nu se mai face prin reglarea nivelului unor semnale video ci se reglează manual amplificarea amplificatorului de crominanță, etc.

10.3. Decodorul SECAM

Deosebirea esențială față de decodorul PAL constă în aceea că decodorul SECAM prelucrează semnale diferență de culoare modulate MF care sînt transmise secvențial pe linii. Ca punct comun apare faptul că ambele utilizează o linie de întîrziere de crominanță.

Pentru explicarea funcționării de principiu a unui decodor SECAM se va utiliza schema bloc din fig. 10.10.

10.3.1. Extragerea SCC și amplificatorul de crominanță

Separarea semnalului complex color (SCC) din semnalul video complex color (SVCC) se face cu un filtru care mai îndeplinește și funcțiunea de dezaccentuare de înaltă frecvență. Deoarece operația de accentuare de IF la codare presupune trecerea semnalului SECAM modulat MF printr-un circuit cu o caracteristică de trecere sub formă de clopot, filtrul din receptor care face operațiunea inversă se mai numește și filtru anticlopot. La ieșirea lui, SCC pe durata unei linii va trebui să aibă amplitudinea cît mai uniformă. Freo-

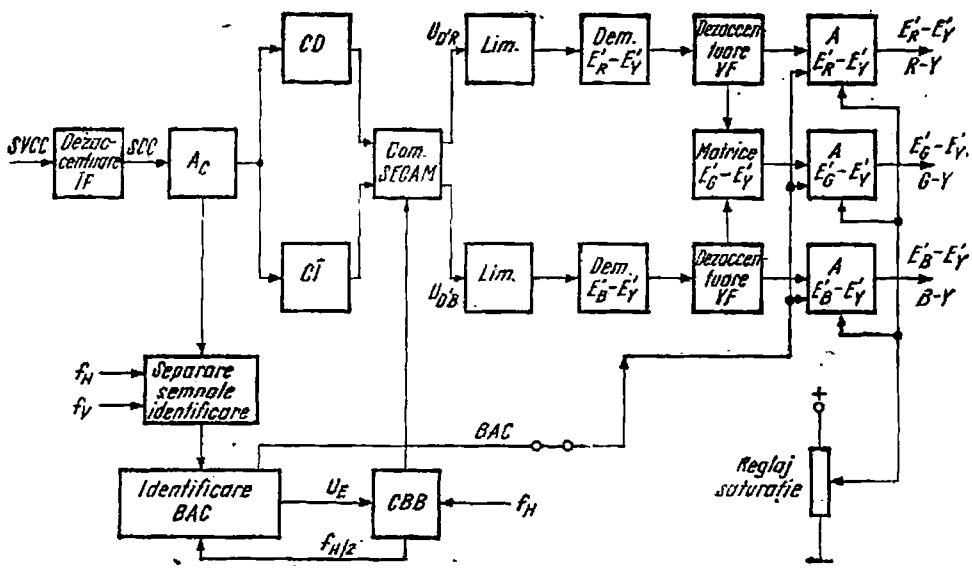


Fig. 10.10. Schema bloc a unui decodor SECAM.

venţa centrală a filtrului va trebui să fie egală cu aceea a filtrului aflat la codare adică 4,286 MHz.

În majoritatea cazurilor practice ca filtru de dezaccentuare se utilizează un circuit derivaţie cu factor de calitate $Q \simeq 16$. Banda de trecere la o atenuare de —3dB este de aproximativ 250 kHz.

Deoarece tipul de modulaţie al semnalelor este MF, amplificatorul de crominanţă (A_c) este un amplificator-limitator. Intrarea în limitare are loc de la nivele ale semnalului aplicat decodorului de ordinul milivolţilor, asigurîndu-se astfel o bună suprimare a modulaţiei de amplitudine parazită. Dintre cauzele MA parazite putem enumera: fluctuaţii ale nivelelor de intrare în receptor, acord incorect ale televizorului care duce la plasarea necorespunzătoare a spectrelor semnalelor modulate pe caracteristica AFI-VS, semnale perturbătoare. Amplificatorul de crominanţă mai asigură şi suprimarea semnalelor de identificare H şi V pentru a lăsa spaţiul de stingere liber în vederea efectuării axării corecte la ieşirea decodorului.

10.3.2. Separarea semnalelor de crominanţă modulate

Pentru aceasta, ca şi în cazul sistemului PAL, se utilizează o cale directă şi o cale întîrziată. Timpul de întîrziere este egal aproximativ cu durata unei linii. Toleranţa lui este mai puţin critică ca în PAL fiind de ± 70 ns.

În schimb linia de întîrziere trebuie să prezinte reflexii, care se numesc ecouri, cît mai mici. Cele mai supărătoare ecouri sînt „2τ" şi „3τ" unde τ este timpul de întîrziere al liniei. Ecoul „2τ" este un semnal perturbator care apare (la intrare) datorită reflexiei semnalului de la ieşire spre intrare. Reflexia acestui semnal de la intrare spre ieşire dă naştere în acest punct la un nou semnal perturbator numit ecou „3τ". Influenţa acestora pe imagine se poate manifesta printr-o structură perturbatoare ce se repetă cu o perioadă de 6 linii şi care datorită întreţeserii se mişcă lent pe verticală.

Întrucît pe fiecare linie de explorare se transmite cîte un semnal diferenţă de culoare modulat MF, este necesară prezenţa unui dispozitiv care la ieşirea lui să furnizeze simultan ambele semnale diferenţă de culoare modulată. Acesta este un comutator secvenţial numit şi comutator SECAM. Reconstituirea celor două semnale se bazează pe aproximaţia că diferenţa de crominanţă între două linii alăturate este neglijabilă.

Funcţionarea comutatorului secvenţial SECAM poate fi urmărită pe fig. 10.11. Dacă presupunem că în momentul t_0 la ieşirea căii directe se recepţionează semnalul $U_{D'R}$ de pe linia n, atunci la ieşirea căii întîrziate se va recepţiona semnalul transmis cu o linie în urmă $(n-1)$ adică $U_{D'B}$.

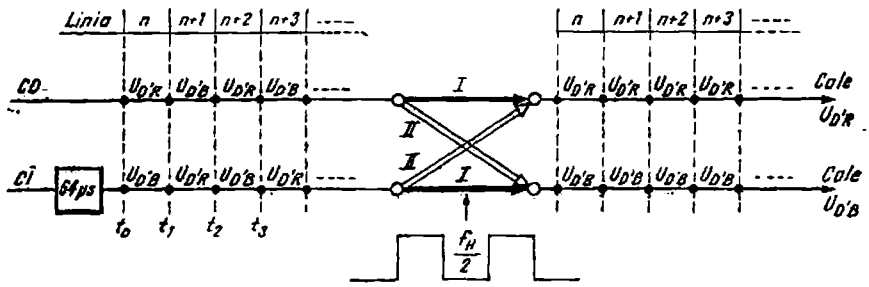


Fig. 10.11. Principiul de funcţionare al comutatorului SECAM.

Comutatorul va trebui să fie în poziția I pentru a dirija semnalele pe căile $U_{D'R}$ și $U_{D'B}$.

La momentul t_1 (începe o nouă linie) pe calea directă apare semnalul $U_{D'B}$ al liniei $n+1$ iar pe calea întîrziată semnalul $U_{D'R}$ corespunzător liniei n. Pentru ca semnalele să ajungă pe căile aferente lor, va trebui efectuată schimbarea comutatorului în poziția II.

La momentul t_2 comutatorul va reveni în poziția I ș.a.m.d. La ieșirile de cale vor fi prezente pe fiecare linie cele două semnale $U_{D'R}$, $U_{D'B}$. Semnalele obținute prin comutare secvențială vor fi aplicate unor limitatori de amplitudine de cale în scopul înlăturării modulației de amplitudine parazită introdusă de linia de întîrziere și pentru compensarea diferențelor de amplitudine dintre cele două căi.

10.3.3. Demodularea semnalelor de crominanță

Obținerea semnalelor diferență de culoare din semnalele modulate se poate face utilizînd metodele de demodulare MF expuse în cap. 8. Astfel la aparatele mai vechi cu componente discrete s-au utilizat discriminatoare de fază sau detectoare de raport.

Decodoarele cu circuite integrate utilizează principiile demodulării în cuadratură sau cu coincidență (fig. 10.12).

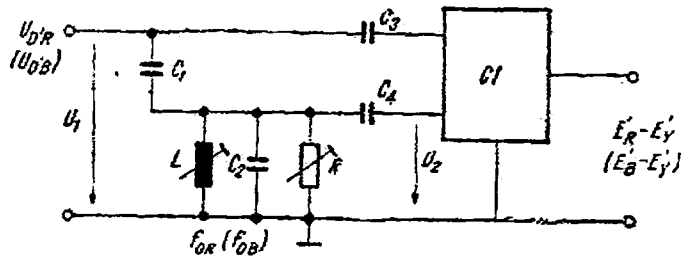


Fig. 10.12. Demodulatorul MF cu coincidență.

Semnalul modulat de cale $U_{D'B}$ sau $U_{D'R}$ se aplică direct prin C_3 și indirect printr-o rețea de defazare și C_4 la două intrări ale circuitului integrat. Rețeaua de defazare este constituită din C_1, C_2, L și R. Circuitul derivație este acordat pe una din frecvențele subpurtătoarelor nemodulate: $f_{0R} = 4.406$ MHz sau $f_{0B} = 4.250$ MHz. Datorită valorii mici a condensatorului C_1, la aceste frecvențe, va apare un defazaj de 90° între U_1 și U_2, și tensiunea de ieșire este nulă. În prezența modulației video, subpurtătoarele vor fi supuse unor deviații instantanee de frecvență astfel că defazajul tensiunilor U_1 și U_2 va fi diferit de 90° și este proporțional cu deviația de frecvență.

Pe zonele necolorate ale imaginii unde subpurtătoarele au frecvențele f_{0R} și f_{0B} semnalul la ieșire este nul. În zonele colorate, se obțin semnalele diferență de culoare care sînt proporționale cu deviația de frecvență instantanee. Inductanța L este reglabilă, din ea efectuîndu-se ajustarea punctului de nul al demodulatorului sau din punct de vedere practic obținerea albului în SECAM. Amplitudinea semnalelor demodulate se poate regla cu rezistența R.

Trebuie menționat că de regulă semnalele de ieșire ale demodulatoarelor sînt semnalele diferență de culoare $E'_R-E'_Y$ și $E'_B-E'_Y$. Aceasta datorită faptului că ponderarea amplitudinilor în sens invers celei efectuate la codare se

execută în limitatoarele de cale. Tot aici se realizează și inversarea fazei unuia dintre semnalele $U_{D'R}$ sau $U_{D'B}$ necesare întrucît semnalele D'_R și D'_B rezultate în procesul de codare sînt de semne contrare (cap. 1).

10.3.4. Etajele de video frecvență

Semnalele video diferență de culoare de la ieșirile demodulatoarelor de cale se aplică unor filtre RC de tip trece-jos pentru a se efectua dezaccentuarea de video frecvență.

Urmează etajele de amplificare, axare, reglaj saturație, unde problemele sînt identice cu acelea expuse pentru decodorul PAL.

10.3.5. Identificarea semnalului SECAM și obținerea tensiunii de blocare automată a culorii

Din explicarea modului de separare al semnalelor modulate cu ajutorul comutatorului secvențial, rezultă importanța deosebită ca aceasta să fie sincronizat cu acela de la codare. Astfel dacă de exemplu pe linia n se transmite semnalul modulat $U_{D'R}$, poziția comutatorului în receptor trebuie să fie astfel încît acest semnal să ajungă pe calea $U_{D'R}$ și nu pe calea $U_{D'B}$.

Acționarea comutatorului se face de la linie la linie cu circuitul basculant bistabil. Acesta este sincronizat în frecvență de impulsurile de întoarcere linii f_H.

Datorită anumitor cauze, din care cea mai frecventă o constituie oprirea și pornirea televizorului, faza semnalului $f_H/2$ generat de CBB poate avea valoarea 0 sau 180°, lucru ce produce inversarea semnalelor pe cele două căi. Informația care stabilește faza CBB, cu alte cuvinte care realizează identificarea liniilor, este conținută în semnalele transmise pe palierele posterioare ale impulsurilor de stingere V și H. Aceste semnale se numesc semnale de identificare și au fost descrise în capitolul 1.

Receptorul de TVC utilizează ori semnalele de identificare cadre ori pe cele de linii.

În fig. 8.13 se prezintă funcționarea unui decodor pe baza semnalelor de identificare cadre.

Semnalele de identificare din timpul stingerii cadre de pe liniile 7—15 (semicadru impar) și 320—328 (semicadru par) sînt extrase din SCC cu ajutorul unui circuit de separare (poartă) deschis de un impuls de întoarcere V. (fig. 10.10). Datorită dezaccentuării de ÎF semnalele au aceeași amplitudine. Pe liniile 7,9,11,13,15 respectiv 321, 323, 325, 327 se transmite informația de albastru *(B)* corespunzătoare liniilor cu semnal modulat $U_{D'B}$ iar pe liniile 8, 10, 12, 14 respectiv 320, 322, 324, 326, 328 informația de roșu *(R)* corespunzătoare liniilor cu semnal $U_{D'R}$.

Frecvența semnalelor de identificare în regim permanent este pentru R de 4,756 MHz iar pentru B de 3,9 MHz.

Aceste semnale se aplică unui circuit acordat (1), de regulă pe 3,9 MHz (fig 10.13). Va rezulta o amplitudine mai mare pentru *B* decît pentru *R*. În continuare ele sînt detectate *(2)* obținîndu-se trenuri de 9 impulsuri cu amplitudine alternată ca mărime care se aplică la intrarea unui amplificator *(3)* comandat de *CBB*. În timpul alternanțelor pozitive a *CBB* impulsurile se transmit pe calea *I* iar pe durata alternanțelor negative pe calea *II* astfel că se obține o sortare după amplitudine. Pe calea *I* vor exista impulsuri de amplitudine mare corespunzătoare semnalului B iar pe calea *II* impulsuri de

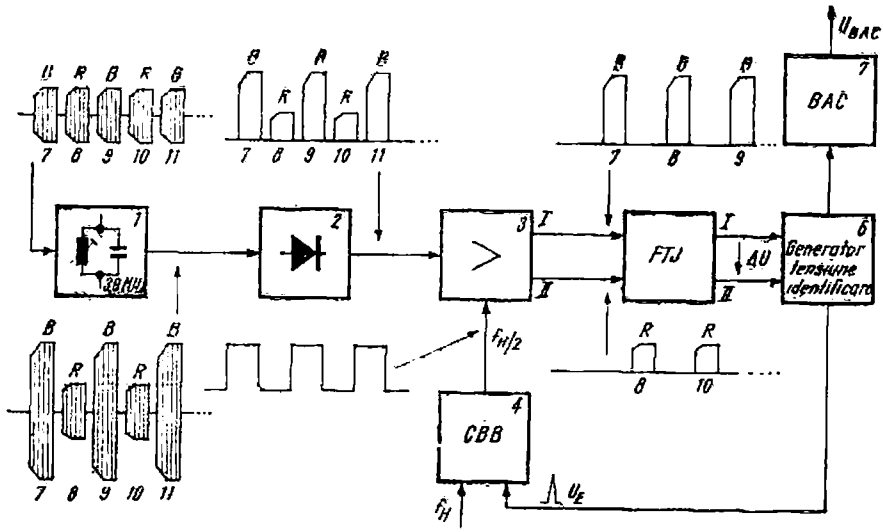


Fig. 10.13. Schema bloc a circuitului de identificare cadre.

amplitudine mică corespunzătoare lui *R*. Fitrul trece-jos (5) va furniza o tensiune ΔU care se aplică generatorului tensiunii de identificare. Dacă faza CBB este corectă tensiunea ΔU este pozitivă şi nu apare tensiune de comandă. Dacă însă faza este inversată, impulsurile mari sînt pe calea *II* iar cele mici pe calea *I*, ΔU va fi negativă şi generatorul tensiunii de identificare *(6)* va produce o tensiune de eroare U_E sub formă de impuls scurt care restabileşte faza corectă. Generatorul tensiunii de identificare *(6)* comandă şi circuitul de *BAC* atunci cînd impulsurile de identificare nu sînt corecte sau lipsesc. Aceasta se întîmplă cînd: semnalul recepţionat este alb-negru sau pe alt sistem, semnalul la intrarea decodorului a scăzut sub un anumit prag. La televizoarele de fabricaţie mai nouă se folosesc pentru identificare semnalele transmise pe umărul posterior al stingerii de linii. Acestea au frecvenţele $f_{OR} = 4{,}406$ MHz şi $f_{OB} = 4{,}250$ MHz. Identificarea se va face pe fiecare linie şi performanţele sînt superioare mai ales din punct de vedere al pragului de semnal la intrare mai scăzut pînă la care se menţine culoarea. Principiul de funcţionare este acelaşi cu observaţia că circuitul *(1)* va fi acordat pe f_{OB}. Datorită însă diferenţei mici dintre f_{OR} şi f_{OB}, factorul de calitate va trebui să fie mai mare.

10.4. Decodorul PAL-SECAM

Decodoarele PAL-SECAM îmbină într-o schemă unică principiile de funcţionare prezentate în cele două scheme bloc din figurile 10.1 şi 10.10. Realizarea practică este mult facilitată prin utilizarea circuitelor integrate care pot funcţiona în ambele sisteme, comutarea făcîndu-se automat. Tipurile reprezentative şi funcţiunile lor sînt:

- TCA 640 sau MBA 640 — amplificator de crominanţă, circuit basculant bistabil, circuit de identificare SECAM, comutator al modului de lucru;
- TCA 650 sau MBA 650 — demodulatoare ale semnalelor de crominanţă, matrice PAL, comutator PAL, comutator SECAM, limitatoare de cale SECAM, comutator al modului de lucru;

Acestea, pentru o funcționare PAL-SECAM, sînt asociate cu TBA 540 sau MBA 540 a cărui funcție principală constă în regenerarea subpurtătoarei PAL.

Prin introducerea în fabricație a circuitelor integrate din generația a treia s-a reușit ca într-un singur circuit integrat să se îndeplinească toate cerințele decodării PAL sau SECAM. S-a ajuns astfel ca prin utilizarea doar a două circuite integrate să se realizeze schema de decodare PAL-SECAM cu un minim de componente și reglaje. Tipurile uzuale sînt:

- TDA 3510 — decodor PAL;
- TDA 3520 — decodor SECAM

Comparativ cu primele tipuri menționate, la aceste circuite s-au adus îmbunătățiri de principiu ale decodării. Astfel decodorul PAL-TDA 3510— utilizează un cristal de cuarț pe armonica a doua a subpurtătoarei (8,86 MHz) și astfel printr-un divizor intern se evită utilizarea circuitului de defazare RC care necesită reglaje. Decodorul SECAM — TBA 3520 — are ca îmbunătățire esențială realizarea demodulatoarelor MF pe principiul buclei PLL care nu mai necesită reglaje exterioare.

Ambele tipuri utilizează aceeași linie de întîrziere și au semnalele diferență de culoare de la ieșire compatibile astfel că se pot cupla pe aceeași sarcină.

În practică se mai întîlnesc și alte combinații cum ar fi TDA 3510 pentru partea de PAL și TCA 640, TCA 650 pentru SECAM etc.

Mai trebuie menționat un tip de circuit integrat decodor PAL — TDA 3560. Acesta comparativ cu TDA 3510 mai conține un amplificator de luminanță și matricea RGB. De asemenea are intrări separate în matrice pentru introducerea de date analogice sau digitale. Acestea se pot utiliza pentru teletext, afișarea numărului canalului, ora exactă etc.

În continuare se va descrie funcționarea decodorului PAL-SECAM cu circuite integrate din seria TCA 600 care echipează televizorul TELECOLOR — 3006—3007. Deoarece problema a mai fost atacată și în alte lucrări, se va insista asupra unor probleme cu importanță practică sau se vor prezenta și alte variante ale unora dintre circuite.

10.4.1. Obținerea semnalelor complexe de crominanță

Semnalul video complex color (SVCC) se aplică prin elementele de separație R_{01} și C_{02} la bornele circuitului derivație L_{21} C_{06}, C_{07}, care efectuează extragerea SCC. La recepția unui semnal PAL el trebuie să aibă o bandă relativ mare (2 MHz) pentru a lăsa să treacă cu atenuare minimă spectrul semnalului de crominanță modulat în amplitudine cu subpurtătoare suprimată. Aceasta se obține prin amortizare suplimentară cu R_{05} introdusă în paralel d.p.v. al c.a. de dioda de comutație D_{02} care va fi deschisă de o tensiune de cca +11V livrată de comutatorul automat de sistem. (fig. 10.14).

La recepția unui semnal SECAM circuitul de intrare va trebui să efectueze dezaccentuarea de înaltă frecvență. În această situație tensiunea U_s aplicată de comutatorul de sistem va fi aproape zero, dioda D_{02} va fi blocată și se realizează o creștere a factorului de calitate Q de la 2—4 la 16. Banda de trecere se va reduce la 250—270 kHz

Deoarece forma și frecvența centrală de acord a circuitului este mult mai critică în SECAM decît în PAL, reglajul se va face în prezența unui semnal de bare colorate SECAM, cu osciloscopul conectat în terminalul 3 al CI-MBA 640. Acordul efectuat cu L_{21} pe frecvența de 4,286 MHz va fi corect atunci

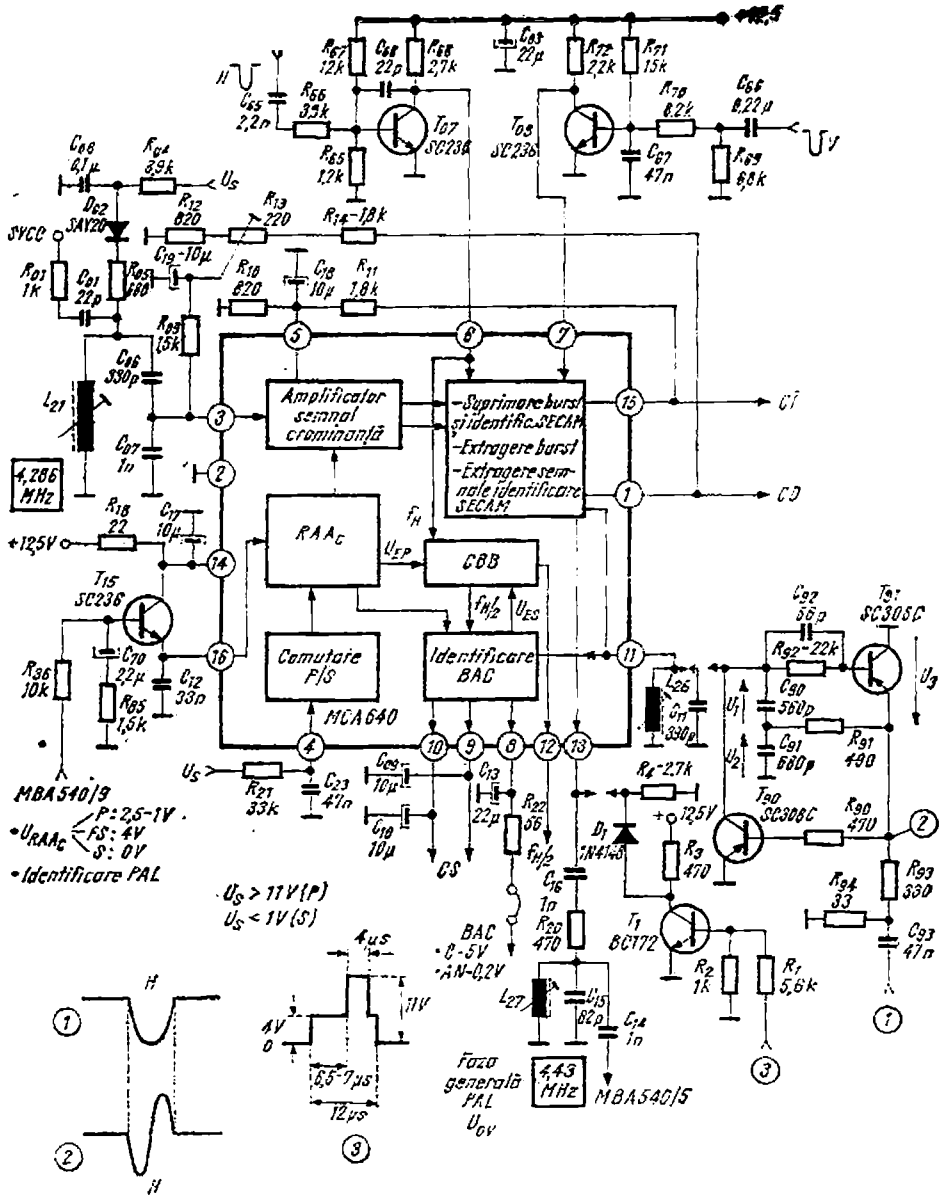


Fig. 10.14. CI—MCA 640 și circuitele anexe.

cînd amplitudinile semnalelor de crominanță pe două linii succesive vor fi egale. iar din punct de vedere vizual distorsiunile de culoare la tranziția de la bara galbenă la bara turcoaz vor fi minime.

10.4.2. Amplificarea semnalelor complexe de crominanță

Amplificatorul de crominanță prezintă două intrări diferențiale simetrice. Deoarece SCC se aplică asimetric pe terminalul *3*, cealaltă intrare *(5)* se conectează la masă în c.a. prin C_{18}. Polarizarea celor două intrări se face

prin două circuite de reacție negativă din tensiunile de ieșire de la terminalele *1* și *15*. Se asigură astfel performanțe superioare d.p.v. al dispersiei elementelor, temperatură etc.

Egalitatea polarizărilor din *3* și *5* este foarte importantă; de ea depinde simetria semnalelor de ieșire (crominanță, burst, identificare SECAM). De aceea schema este prevăzută cu rezistența variabilă R_{13} care practic se reglează în PAL urmărind pe un osciloscop montat în punctul de extragere al semnalului burst *(13)* simetria acestuia față de nivelul de stingere. În sistemul PAL, din motivele enunțate la paragraful 10.2.1, amplificatorul de crominanță va avea amplificarea reglată în funcție de semnalul de intrare printr-un sistem de RAA de crominanță. Tensiunea de RAA_c se aplică de la terminalul *9* al CI—MBA 540 prin etajul adaptor de impedanțe $T15$ (repetor), la terminalul *16* și de aici la un bloc încorporat care comandă amplificarea SCC. Această tensiune variază de la 4 V în situația fără semnal la cca 1 V pentru un semnal puternic. La o recepție normală PAL ea este în domeniul 1—2,5 V.

Dacă se recepționează un semnal SECAM, comutatorul de sistem nu va mai alimenta CI—MBA 540 (funcționează numai pe PAL) și tensiunea de RAA_c va fi zero. Datorită acestei tensiuni pe de o parte și datorită comutatorului PAL—SECAM încorporat pe de altă parte, blocul de RAA_c va aduce amplificatorul în regim de limitare a amplitudinii semnalului MF.

Semnalele de crominanță amplificate care se aplică la cele două căi — directă și întîrziată — nu vor trebui să conțină semnalul de burst (PAL) sau semnalele de identificare SECAM care se transmit în timpul stingerii *H* și *V*. Aceste spații trebuiesc să fie libere deoarece aici se va face axarea semnalelor video diferență de culoare de la ieșirea decodorului. Suprimarea acestor semnale se face prin aplicarea la contactele *6* și *7* a unor impulsuri pozitive de stingere H respectiv V, cu amplitudinea de cca 10 V_{vv}. Etajele T_{07} și T_{08} au rolul de a forma aceste impulsuri din impulsurile negative aplicate la intrarea lor. Ele funcționează în regim de comutație: pe cursa directă tranzistoarele sînt saturate iar pe cursa inversă, blocate.

Mai menționăm că datorită inversării fazei cu 180° a semnalului la trecerea prin linia de întîrziere, ieșirile *15* și *1* furnizează semnale în antifază (paragraful 10.2.3.)

10.4.3. Extragerea semnalului de sincronizare a culorii PAL

Prin intermediul unui circuit poartă comandat de impulsurile de întoarcere linii de la terminalul *6*, la ieșirea *13* se obține semnalul burst care prin grupul separator *C16*, *R20* se aplică circuitului derivație acordat în principiu pe frecvența subpurtătoarei de crominanță PAL de 4,43 MHz. De aici, prin *C14* ajunge la terminalul *5* din CI—MCA 540 și mai departe la sistemul de regenerare a subpurtătoarei de crominanță.

Importanța deosebită a obținerii burstului fără armonici, zgomote și alte perturbații a fost prezentată la paragraful 10.2.5.

Timpul de 12 μs în care poarta extrage burstul din SCC este relativ lung, comparativ cu durata acestuia de 2,25 μs (cap. 1). De aceea, unii fabricanți de televizoare procedează la blocarea căii de sincronizare a culorii în afara duratei burstului prin utilizarea unui impuls numit SANDCASTLE generat de circuite integrate sincroprocesoare speciale (TDA 2593). Acesta conține un salt pozitiv de 11 V cu durata de 4 μs așezat la 6,5—7 μs față de începutul stingerii pe linii (oscilograma *3* din fig. 10.14). Un circuit ce utilizează acest impuls este prezentat în aceeași figură și conține tranzistorul T_1

care lucrează în regim de comutație. Deschiderea lui are loc numai pe timpul saltului de 11 V, cînd tranzistorul intră în saturație. Dioda *D*1 este blocată întrucît tensiunea pe anod este aproape zero iar pe catod este polarizată de ieșirea *13* a circuitului integrat (unde se găsește emitorul unui repetor) cu cca 8,5 V. În acest caz semnalul de sincronizare a culorii va trece spre CI—MBA 540.

În afara acestui timp T_1 este blocat, și anodul diodei va căpăta potențialul sursei de alimentare (12,5V). Ea va intra în conducție aplicînd o tensiune mare pe emitorul repetorului din terminalul *1* care se blochează și astfel calea de burst se va întrerupe.

10.4.4. Identificarea și blocarea automată a culorii în SECAM

Varianta TELECOLOR-3006 utilizează principiul identificării pe cadre. Astfel semnalele de identificare cadre sînt extrase prin aplicarea impulsurilor de stingere *V* la contactul *7* (fig 10.14). La ieșirea circuitului de extragere se găsește circuitul derivație *L*26 *C*11 care este acordat pe frecvența de 3,9 MHz a semnalului de identificare de albastru. Deoarece semnalul de identificare de roșu are frecvența de 4,756 MHz, la bornele circuitului vor rezulta la fiecare semicadru *9* grupuri de oscilații cu frecvențele de mai sus alternate (din linie în linie) dar cu amplitudine mare pentru *B* și mai mică pentru *R*. În continuare funcționarea este asemănătoare cu aceea descrisă la paragraful 10.3.5. Astfel, aceste oscilații după un proces de detecție sînt transformate într-o succesiune de impulsuri cu frecvența $f_H/2$ care sînt comparate în blocul de identificare cu impulsurile de aceeași frecvență care vin de la circuitul basculant bistabil. Acesta este sincronizat în frecvență de impulsurile f_H de la terminalul *6*. După cum s-a arătat la explicarea decodorului SECAM faza CBB este foarte importantă pentru funcționarea comutatorului SECAM. Dacă faza și amplitudinea celor două categorii de impulsuri $f_H/2$ este corectă, între terminalele *9* și *10* va apare o tensiune de 200—300 mV (plusul pe *9*) care va comanda corect comutatorul de sistem. El va furniza o tensiune $U_S < 1$V. De asemenea sistemul *BAC* va genera în terminalul *8* o polarizare de +5 V care se aplică la amplificatoarele video de cale (MBA660) și la circuitul de rejecție a semnalului de crominanță din calea de luminanță. Dacă faza *CBB* este inversată cu 180°, circuitul de identificare va genera o tensiune de eroare U_{ES} sub formă de impuls care va restabili faza necesară.

În cazul unor semnale slabe sau pe alte standarde inclusiv alb-negru, semnalele de identificare sînt mici sau lipsesc. Tensiunile în *9* și *10* sînt practic egale și comutatorul de sistem va livra o tensiune $U_S > 11$V. Dacă semnalul recepționat este SECAM dar foarte slab sau este alb-negru, va apare o tensiune *BAC* de cca 0.2 V care va bloca amplificatoarele semnalelor video diferență de culoare. Atunci cînd decodorul va identifica un semnal PAL, tensiunea BAC va fi de + 5 V.

Receptorul poate funcționa și pe baza semnalelor de identificare linii. În acest caz semnalele situate în partea posterioară a stingerii pe orizontală sînt extrase din SCC prin intermediul impulsurilor de întoarcere *H* aplicate terminalului *6*. Deoarece ecartul de frecvență dintre f_{0R} și f_{0B} este mic (4,406—4,250 = 0.156 MHz), factorul de calitate al circuitului derivație este insuficient pentru a se asigura o diferență de amplitudine între cele două semnale suficient de mare în vederea funcționării sigure a circuitului de identificare.

În lumina celor arătate mai sus, la variante TELECOLOR-3007, condensatorul *C11* a fost înlocuit cu un circuit reacție pozitivă echipat cu tranzistoarele *T90*, *T91*. Circuitul derivație cu priză capacitivă format din *L26*, *C90*, *C91* asigură tranzistorului *T91* o reacție pozitivă asemănătoare cu aceea folosită la oscilatoarele Colpitts. Semnalul din terminalul *11* se va divide pe condensatoarele *C90*, *C91* astfel că între bază și emitor se aplică tensiunea U_1. Datorită inversării de fază a tranzistorului amplificator *T91*, la ieșire între colector și emitor va apare tensiunea U_3, care se va însuma în fază cu tensiunea U_2, mărindu-se astfel tensiunea la bornele circuitului acordat. Tranzistorul *T91* va fi deschis numai pe timpul în care există semnalele f_{0R} și f_{0B}. Aceasta se realizează cu ajutorul celulei de diferențiere *C93*, *R94* care prelucrează un impuls de întoarcere linii negativ cu forma din oscilograma *1*. Diferențierea frontului posterior va da naștere în emitorul *T91* la un impuls negativ care îl va deschide în intervalul de timp cînd apar semnalele de identificare *H* (oscilograma *2*). Impulsul negativ corespunzător diferențierii flancului negativ va satura pe *T90* astfel că ieșirea *11* va fi scurtcircuitată pe restul spațiului de stingere asigurîndu-se astfel suprimarea semnalelor perturbatoare care pot apare.

Prin utilizarea acestei soluții tensiunea de comandă a comutatorului de sistem dintre terminalele *9* și *10* va fi mai mare (0,5—1 V) și astfel culoarea se menține pînă la un prag al semnalului la intrare mai mic decît în prima variantă.

10.4.5. Calea directă și calea întîrziată

Cele două căi sînt comune recepției semnalului în ambele sisteme. Datorită inversării fazei pe calea întîrziată semnalele de intrare aplicate din terminalele *1* și *15* ale CI—MBA 640 sînt în antifază.

Calea întîrziată este echipată cu linia de întîrziere de tip CV20C adaptată la intrare și ieșire prin *R15*, *L22*, *C22* respectiv *R25*, *L23*.

Datorită impedanței de ieșire mici din terminalul 15 —MCA 640 și impedanței mari de intrare în terminalul *3* —MCA 650, rezistențele *R15* și *R25* sînt montate în serie respectiv în paralel.

Bobinele *L22*, *L23* permit ajustarea fină a timpului de întîrziere. Deoarece acesta este foarte important în PAL, reglajul se face în prezența unui semnal de bare colorate în acest sistem urmărind suprimarea structurii de linii fine din cîmpurile colorate.

Semnalul căii directe se aplică din terminalul *1* — MCA 640 la terminalul *1*-MCA 650. Întrucît linia de întîrziere introduce o atenuare de 9 ± 3 dB, pentru egalizarea nivelelor de ieșire s-a prevăzut semireglabilul *R17*.

10.4.6. Separarea semnalelor de crominanță modulate

Dacă semnalul recepționat este PAL, tensiunea U_S aplicată de la comutatorul de sistem este > 11 V și comutatorul intern din CI—MBA 650 va face ca blocul cu intrările la terminalele *1* și *3* să funcționeze în regim de matrice PAL. (fig. 10.15). Din semnalele modulate în cuadratură de la intrare $\pm U_V + U_U$ se obțin la ieșirea matricei semnalele modulate de crominanță cu subpurtătoarele suprimate $\pm U_V$ și U_U.

Deoarece faza semnalului U_V este alternată, matricea este urmată de un comutator PAL comandat de la CBB cu frecvența $f_H/2$ care inversează faza din două în două linii. Se obțin astfel semnalele U_U cu faza zero și U_V cu faza $+90°$, disponibile la terminalele *15* respectiv *13*.

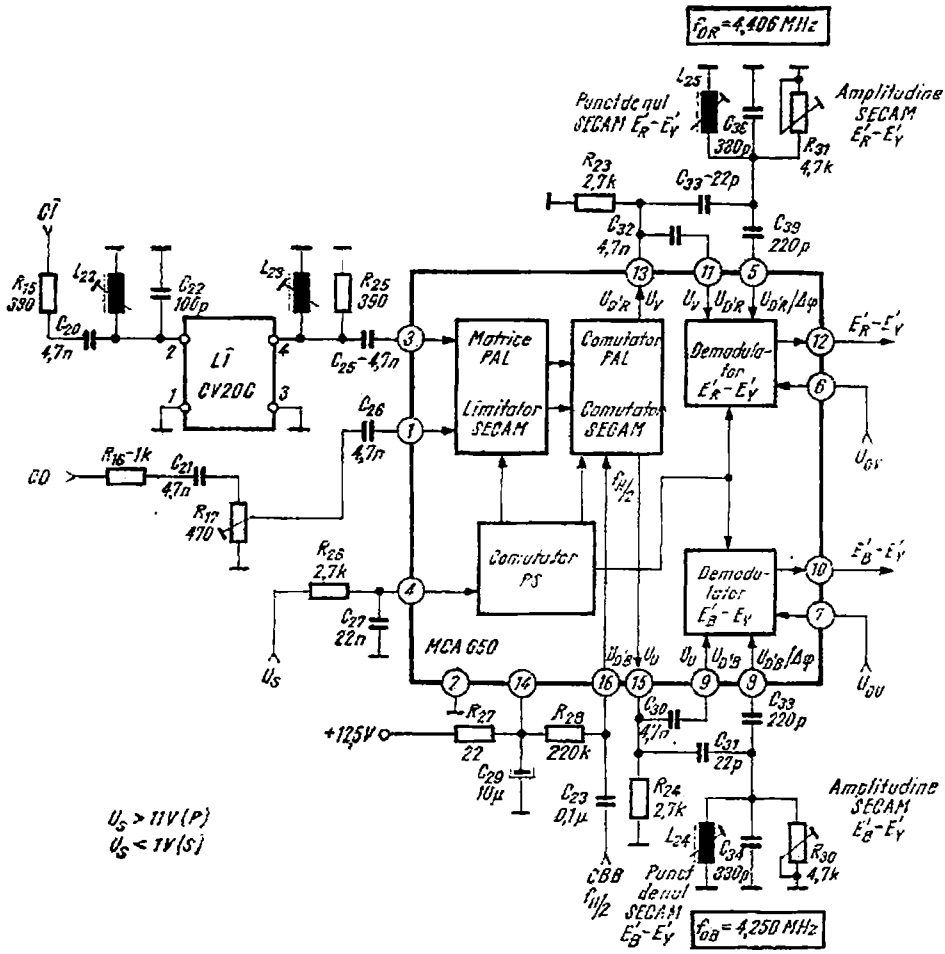


Fig. 10.15. Calea directă, calea întîrziată şi CI — MCA650

La funcţionarea în sistemul SECAM tensiunea U_S este mică şi prin intermediul comutatorului intern blocul de la intrare va trece în regim limitator. Acesta suprimă MA parazită introdusă în special de linia de întîrziere. Mai departe, semnalele se aplică comutatorului secvenţei SECAM comandat de CBB cu frecvenţa $f_H/2$. Funcţionarea lui în acest sistem este dictată de comutatorul modului de lucru intern.

Semnalele de la intrarea comutatorului SECAM sînt $U_{D,R}$ pe o linie, $U_{D,B}$ pe linia următoare ş.a.m.d. Pe baza principiului de funcţionare descris la 10.3.2 se vor obţine la ieşirile *13* şi *15* ale CI—MBA 650 pe fiecare linie semnalele modulate MF $U_{D,R}$ respectiv $U_{D,B}$.

10.4.7. Demodularea semnalelor de crominanţă

Demodulatoarele de cale se bazează pe multiplicarea (înmulţirea) analogică a două semnale. În sistemul PAL acestea sînt semnalele U_U şi U_V care trebuiesc multiplicate cu subpurtătoarele în fază U_{OU} şi U_{OV} şi de aceea demodulatoarele se numesc demodulatoare sincrone.

În sistemul SECAM multiplicarea se face între $U_{D'R}$ sau $U_{D'B}$ și aceleași semnale dar defazate, demodulatorul numindu-se demodulator cu coincidență sau în cuadratură.

Modul de funcționare este comandat de comutatorul de sistem al decodorului și de comutatorul incorporat în CI—MBA 650.

La recepția unui semnal PAL semnalele modulate MA cu subpurtătoarele suprimate $-U_U$ și U_V— se aplică prin $C30$ și $C32$ la intrările *9* și *11* ale demodulatoarelor $E'_B-E'_Y$ și $E'_R-E'_Y$. Acestea funcționează sincron primind la intrările 7 și 6 subpurtătoarele U_{0U} respectiv U_{0V} în fază cu semnalele. După cum s-a arătat la 10.2.4. amplitudinile semnalelor video demodulate obținute, depind de nivelul semnalelor U_U, U_{0U} și U_V, U_{0V}. Printr-o dozare a lor corespunzătoare, demodulatoarele vor realiza și operațiunea de ponderare inversă codării astfel că la ieșirile *10* și *12* se obțin semnalele video diferență de culoare $E'_B-E'_Y$ și $E'_R-E'_Y$.

În cazul funcționării în sistemul SECAM, comparativ cu schema bloc prezentată în fig 10.10. se vede că demodulatoarele sînt atacate direct de comutatorul SECAM, limitatoarele fiind montate înaintea lui. Semnalele modulate în frecvență $U_{D'R}$ și $U_{D'B}$ se aplică demodulatoarelor cu coincidență astfel:

— semnalul $U_{D'R}$ direct la terminalul *11* și defazat datorită valorii mici a condensatorului $C33$ și circuitului derivație $L25$, $C36$, $R31$ (acordat pe frecvența subpurtătoarei $f_{0R}=4.406$ MHz) la terminalul *5*;

— semnalul $U_{D'B}$, direct la terminalul *9* și defazat de rețeaua $C31$, $L24$, $C34$, $R30$ (unde $C31$ are valoare mică și circuitul derivație este acordat pe $f_{0B}=4.250$ MHz), la terminalul *8*.

Pentru zonele necolorate ale imaginii subpurtătoarele MF vor avea frecvențele f_{0R} și f_{0B} și datorită defazajelor de 90° nivelele la ieșirile *10* și *12* vor coincide cu nivele de stingere (pentru imagini alb-negru semnalele diferență culoare trebuie să fie nule). Reglajul practic al punctelor de nul ale demodulatoarelor efectuat cu $L24$, $L25$ presupune vizualizarea cu un osciloscop a semnalelor diferență de culoare de la ieșirile decodorului și alinierea nivelelor barelor alb și negru la nivele de stingere H.

Datorită faptului că semnalele video modulatoare sînt de semne contrare [$D'_R = -1.9\ (E'_R-E'_Y)$; $D'_B = 1.5\ (E'_B-E'_Y)$] curbele „S" ale celor două demodulatoare vor trebui să fie în antifază. Ponderea inversă codării o vor realiza amplificatoarele de ieșire din CI—MCA 650.

Amplitudinea semnalelor video demodulate depinde de factorii de calitate ai circuitelor derivație. Prin ajustarea lor cu $R30$ și $R31$ semnalele $E'_R-E'_Y$ și $E'_B-E'_Y$ în SECAM de la ieșirea decodorului vor fi aduse la aceleași nivele ca în PAL.

10.4.8. Regenerarea subpurtătoarei de crominanță PAL

Refacerea subpurtătoarei PAL care a fost suprimată în procesul de codare se face cu un oscilator incorporat în circuitul integrat MBA 540 specializat pentru acest sistem și alimentat de la U_S. Frecvența liberă de oscilație trebuie să fie cît mai aproape de frecvența subpurtătoarei iar stabilitatea trebuie să fie cît mai bună. În acest scop se utilizează un cristal de cuarț cu frecvența $f_0 = 4{,}433\,619$ MHz care poate varia în timp sau cu temperatura cu mai puțin de 200 Hz. Oscilatorul funcționează pe o frecvență apropiată de

frecvența serie a cristalului de cuarț. După cum s-a arătat în capitolul 4, pentru o funcționare stabilă s-a prevăzut capacitatea serie C 88. Reglajul fin al frecvenței de oscilație se face cu C86. (fig 10.16)

Sincronizarea oscilatorului în fază și frecvență se realizează cu un comparator căruia i se aplică asimetric semnalul burst din terminalul 5 unde ajunge prin C14 (fig 10.14) de la circuitul de extragere. Subpurtătoarea rege-

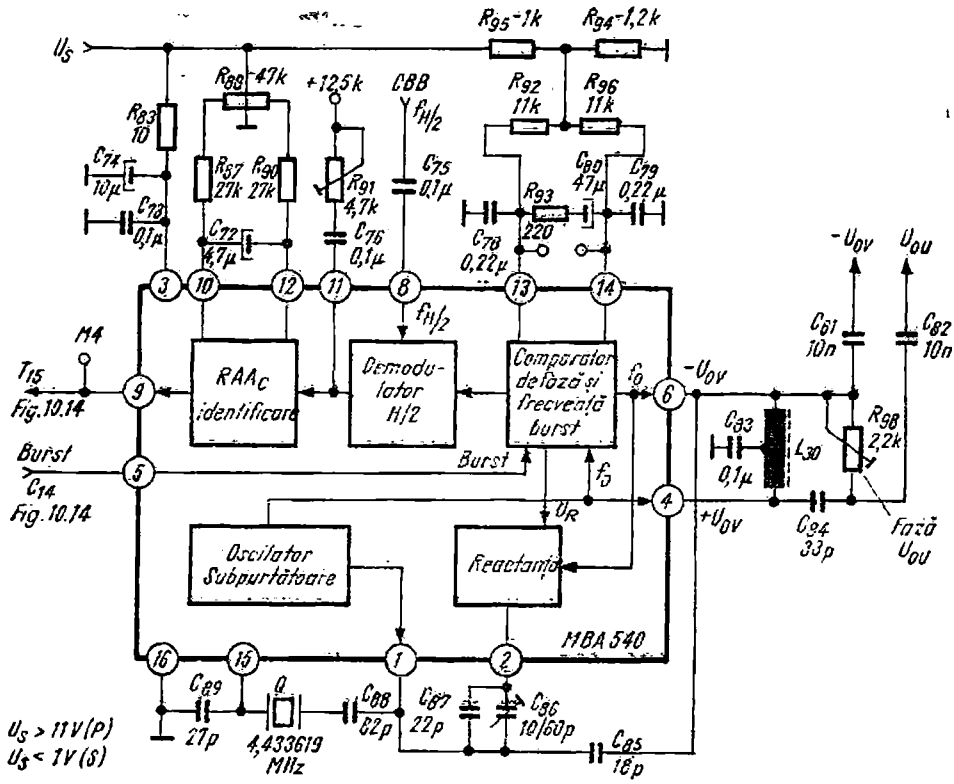


Fig. 10.16. CI—MBA540 și circuitele anexe.

nerată se aplică simetric la comparator prin terminalele 4 și 6. Datorită bobinei L30 cu priză mediană conectată la masă, semnalele în aceste puncte vor fi în antifază.

Comparatorul de fază are la terminalele 13, 14, un filtru trece jos compus din C78, C79, C80. R93 care constituie sarcina unui amplificator diferențial cu rezistențele de colector R92, R96. Grupul R95, R94 polarizează etajul din tensiunea comutatorului de sistem U_S.

Tensiunea de ieșire are două componente: o tensiune continuă și o tensiune sub formă de impuls cu frecvența $f_H/2$.

Tensiunea continuă rezultă ca urmare a comparării fazei oscilatorului cu faza medie a burstului. Ea este filtrată (componente de c.a. sub 200 Hz) și se aplică etajului de ractanță pentru reglajul oscilatorului.

După cum s-a arătat la 10.2.5 în regim sincronizat oscilatorul va avea frecvența f_0 și faza lui va fi la 90° față de faza medie a burstului. În acest caz tensiunea de la ieșirea etajului de reactanță din terminalul 2 va fi egală cu

aceea din terminalul *15* astfel că grupul *C*86. *C*87 apare în paralel pe cristalul de cuarț stabilind frecvența exactă de oscilație (f_0). Limitele de variație ale tensiunii din terminalul *2* sînt între *0* și o tensiune dublă față de tensiunea din *15*. Dacă în urma procesului de comparare ($f < f_0$) rezultă o tensiune zero în terminalul *2*, atunci *C*86, *C*87 vor apare în serie cu *C*89 și capacitatea echivalentă paralel pe cristal scade. Va rezulta o creștere a frecvenței de oscilație. Dacă însă $f > f_0$ tensiunea din terminalul *2* va putea crește pînă la dublul tensiunii din 15 astfel că efectul capacităților *C*86, *C*87 va fi de semn negativ și frecvența scade.

Subpurtătoarea U_{V_0} necesară demodulatorului sincron $E_R - E_Y$ se extrage prin *C*81 din terminalul *6*. Datorită modului simetric de aplicare al semnalului de la oscilator la comparatorul de fază, ea va avea un defazaj de 180° care va face ca semnalul video demodulat să fie negativ. Restabilirea polarității corecte se face cu un etaj inversor situat înainte de terminalul *12*—MCA 650.

Subpurtătoarea U_{0U} pentru demodulatorul sincron $E_B - E_Y$ se obține prin circuitul *R*98. *C*84 care produce defazajul la 90° necesar. El funcționează pe principiul prezentat în fig. 10.9.

Reglajul fazei oscilatorului presupune de fapt reglajul fazei semnalului U_{0V} din terminalul *6* — MBA 540. Acesta se face cu *L*27 din fig.10.14.

Mira de control transmisă de televiziunea română, după cum s-a prezentat capitolul 1, conține semnale speciale care permit aprecierea și reglarea operativă a fazelor pentru U_{0U} și U_{0V}. Acestea se numesc $\pm U$ și $+V$ și sînt plasate în zonele careurilor *11/l,m,n,o* și *12/l,m,n,o* (fig 1.52) Semnalul $\pm U$ reprezintă subpurtătoarea f_0 cu fază alternată între 0 și 180° din linie în linie iar semnalul $+V$ este aceeași subpurtătoare dar cu fază constantă de +90° pe fiecare linie.

Pe porțiunea de imagine unde este transmis semnalul $\pm U$ matricea PAL din receptor livrează pe calea U_R un semnal zero pe toate liniile cîmpului iar pe calea U_V un semnal $\pm 2U$, (fig 10.17*a*), care după comutatorul PAL va fi $+U$. La demodulatorul sincron $E_R - E_Y$ în cazul unui reglaj corect al fazelor, se va aplica de la circuitul de regenerare a subpurtătoarei semnalul U_{0V} cu faza

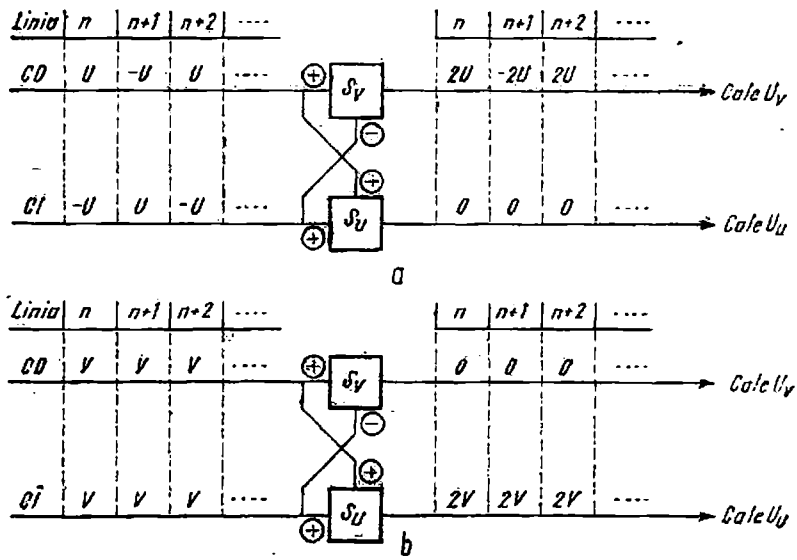


Fig. 10.17. Separarea semnalelor: *a* $\pm U$; *b* $+V$.

—90° și de la ieșirea comutatorului PAL semnalul $+U$ care are aceeași frecvență dar faza 0. Rezultă un defazaj permanent în valoare absolută de 90°. La 10.2.4 s-a arătat că în această situație semnalul de ieșire va fi zero, cu alte cuvinte cîmpul $\pm U$ nu va conține crominanță. Pe zona cîmpului $+V$, matricea PAL va furniza numai pe calea U_V semnalul 2V cu faza constantă +90° care ajunge la demodulatorul sincron $E'_B - E'_Y$ (fig 10.17*b*). La acesta se mai aplică și subpurtătoarea regenerată U_{0U} cu fază zero. Va rezulta și în acest caz un semnal de ieșire nul sau altfel fiind spus și cîmpul $+V$ este incolor.

Pe baza celor de mai sus rezultă că în practică întîi se va efectua reglajul de fază generală (U_{0V}) din bobina *L*26 (fig 10.14) pînă la dispariția crominanței din cîmpul $\pm U$. În continuare se va regla faza semnalului U_{0U} din *R*98 pentru un cîmp $+V$ lipsit de crominanță.

Cîmpurile $\pm U$ și $+V$ permit și reglajul operativ al nivelului de ieșire pe calea directă. Acesta se face cu *R*17 (fig 10.14) urmărind dispariția structurii de linii orizontale vizibile de pe suprafața lor.

10.4.9. Identificarea și obținerea tensiunilor RAA_c și BAC în sistemul PAL

Componenta sub formă de impuls cu frecvența $f_H/2$ (fig 10.8) furnizată de comparatorul de fază este rezultatul alternării fazei burstului și conține informația prin care decodorul recunoaște un semnal PAL. Impulsurile sînt amplificate într-un amplificator cu cîștigul reglabil prin reacție negativă asigurată de *R*91, *C*76. În continuare are loc în demodulatorul *H*/2 compararea fazei lor cu faza impulsurilor de aceeași frecvență de la CBB care intră prin *C*75 în terminalul 8. Tensiunea de ieșire a demodulatorului se aplică unui alt amplificator care are ca sarcină rezistențele *R*87, *R*88 și *R*90. *C*72 asigură filtrajul iar *R*88 (reglabilă) stabilește punctul de funcționare al amplificatorului.

În cazul unei recepții corecte PAL există coincidență de fază între cele două categorii de impulsuri. Tensiunea de ieșire continuă din *9* depinde de amplitudinea impulsurilor $f_H/2$ furnizate de comparatorul de fază care sînt proporționale cu nivelul SCC. Aceasta este tensiunea RAA_c aplicată la *T*15 din fig 10.14 și mai departe amplificatorului de crominanță. Prin reglarea R91 se va modifica nivelul impulsurilor $f_H/2$ aplicate demodulatorului *H*/2, deci tensiunea de RAA_c, și astfel amplitudinile semnalelor la ieșirile *1* și *15* ale CI—MCA 640. Tensiunea de RAA_c în terminalul *9*—MBA 540 va fi în mod normal între 2,5 V și 1 V (la semnal puternic). Dacă impulsurile de la CBB sînt defazate cu 180° față de cele de la ieșirea comparatorului de fază, demodulatorul *H*/2 va furniza o tensiune sub forma unui impuls scurt cu o amplitudine de 8—11 V. Aceasta se aplică prin terminalul *9*, *T*15 și circuitul de RAA_c intern din MCA 640 sub forma unei tensiuni de eroare U_{EP} la CBB unde are loc restabilirea fazei impuse de comutatorul PAL, și astfel identificarea semnalului PAL (fig. 10.14). Atunci cînd semnalul la intrarea decodorului este slab, pe alte norme sau alb-negru, impulsurile $f_H/2$ sînt mici sau lipsesc și în terminalul *9* va rezulta o tensiune de 4 V. Aceasta corespunde situației fără semnal și reglajul se poate face din *R*88. În emitorul *T*15 va rezulta o polarizare de cca 3,5 V care prin sistemul de RAA_c comandă circuitul BAC din MCA 640. La 10.4.2 s-a arătat că *T*15 (fig 10.14) este un etaj repetor cu rol de adaptare a impedanțelor din terminalele *16* — MCA 640 și *9* — MBA 540. În bază are grupul de filtraj *C*70 și *R*85 care stabilește și constanta de timp a tensiunii RAA_c.

În concluzie putem spune că dacă tensiunea în terminalul *16* — MCA 640 este:

— cuprinsă între 2.5 — 1 V, identificarea este corectă şi tensiunea RAA$_0$ va comanda amplificatorul de crominanţă;

— cuprinsă între 4—11 V, se va comuta faza CBB şi se va realiza identificarea;

— de cca 3,5 V, va fi comandat circuitul BAC;

— zero, CI — MBA 540 nu este alimentat şi amplificatorul de crominanţă funcţionează în regim de limitare (SECAM).

10.4.10. Etajele de videofrecvenţă

Amplificarea şi reglarea nivelelor semnalelor diferenţă de culoare se realizează cu circuitul integrat MCA660. Semnalele la ieşirile *7* şi *10* sînt în antifază faţă de cele de la intrările *8* respectiv *9*. Pentru restabilirea fazei corecte a semnalelor diferenţă de culoare la ieşirile decodorului, sînt prevăzute etajele inversoare *T*01 şi *T*02 (fig. 10.18).

Semnalul $E'_R - E'_Y$ de la terminalul *12*-MCA650 se aplică pe baza tranzistorului T01, iar semnalul $E'_B - E'_Y$ din terminalul *10* al aceluiaşi circuit integrat, pe baza tranzistorului T02. Amplificarea căii de roşu poate fi reglată cu *R*54, astfel încît la ieşirea decodorului se poate stabili un raport exact al semnalelor diferenţă de culoare:

$$E'_B - E'_Y / E'_R - E'_Y \simeq 1.25$$

Acesta este raportul amplitudinilor celor două semnale realizat în procesul de codare (capitolul 1).

Grupurile *L*29, *C*40, şi *L*28, *C*41 sînt filtre trece jos care au rolul de a suprima componentele de înaltă frecvenţă care rezultă la demodulare. Dezaccentuarea de VF în SECAM se realizează prin intermediul grupului de diode *D*04 şi *D*05. În acest caz comutatorul de sistem, furnizînd o tensiune de cca 0.2 V va face ca diodele orizontale să fie blocate. Diodele verticale sînt polarizate pe anozi de tensiunea din colectoarele tranzistoarelor *T*01, *T*02 şi prin ele vor circula curenţii de conducţie directă care se închid la masă prin *R*39 respectiv *R*40. Se realizează astfel conectarea în paralel pe rezistenţele de sarcină *R*35, *R*37 a grupurilor de dezaccentuare *C*46, *R*38 respectiv *C*47, *R*41. În PAL tensiunea U_S fiind de cca 11V, diodele orizontale sînt deschise şi curenţii de conducţie vor produce pe *R*39 şi *R*40, tensiuni de catod care asigură blocarea diodelor verticale. Grupurile de dezaccentuare VF vor fi astfel deconectate. Semnalele la intrările *9* respectiv *8* ale circuitului integrat MCA660 trebuie să fie aceleaşi în ambele sisteme. Deoarece prin conectarea grupurilor de dezaccentuare în SECAM impedanţele de sarcină ale etajelor *T*01, *T*02 scad şi astfel se reduce amplificarea, nivelele la ieşirile *12* respectiv *10* ale CI-MCA650 vor fi mai mari decît în PAL.

Circuitul integrat MCA660 are două amplificatoare al căror cîştig este controlat printr-o tensiune reglabilă aplicată în terminalul *5* de la potenţiometrul de saturaţie. Acesta are un cuplaj galvanic cu potenţiometrul de contrast deoarece atunci cînd se modifică nivelul semnalului de luminanţă este necesară şi reducerea proporţională a nivelelor semnalelor video de crominanţă.

Semnalele diferenţă de culoare se aplică în continuare la un al doilea grup de amplificatoare unde se realizează blocarea culorii în situaţiile descrise anterior. Astfel în cazul recepţiei corecte a unei emisiuni color PAL sau SECAM, din terminalul *8*-MCA640 se aplică pe catodul diodei D10 o ten-

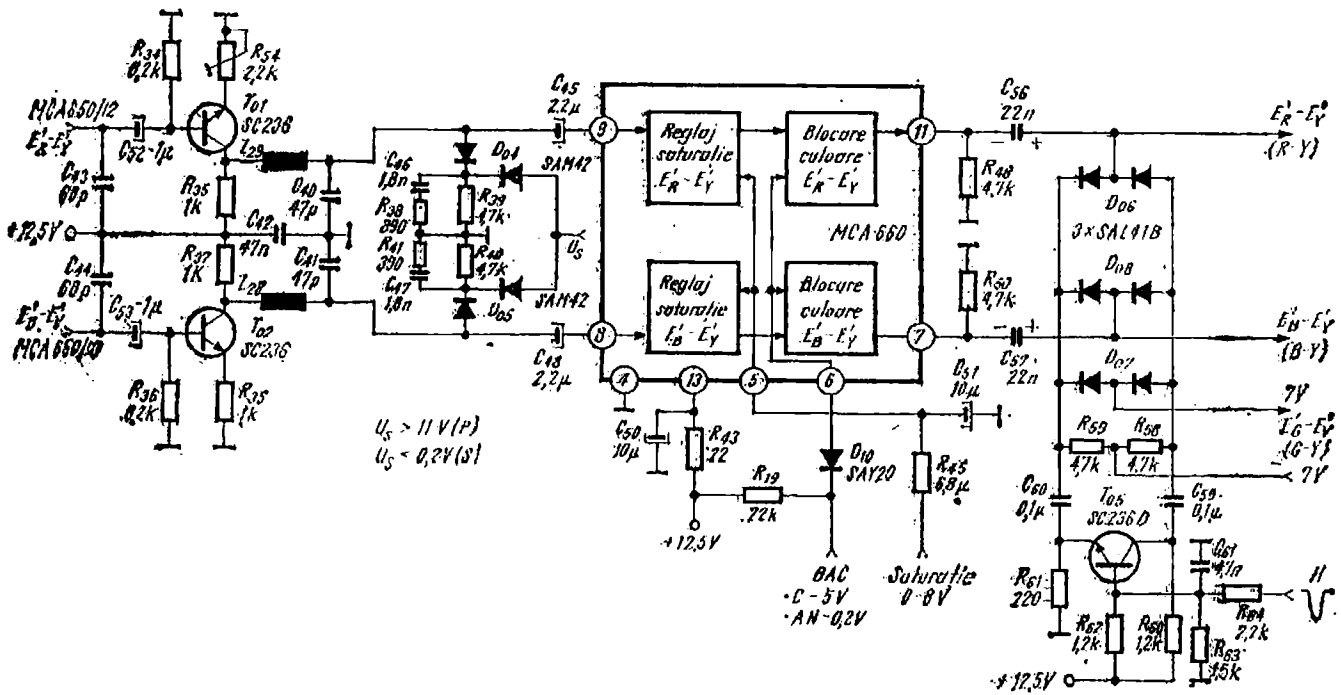


Fig. 10.18. Etajele de videofrecvență.

siune de 5 V care o va bloca și amplificatoarele vor furniza semnale la ieșirile *10* și *7*. Dacă de exemplu se recepționează un semnal alb-negru atunci tensiunea BAC va fi practic nulă și dioda *D*10 va conecta terminalul *6* la masă blocînd amplificatoarele de ieșire. Menționăm că aceasta se face prin intrarea în saturație a unui tranzistor din MCA640 care are colectorul conectat la terminalul *8* și polarizat cu *R*19 de la + 12,5 V.

Ieșirile *10* și *7* ale circuitului integrat conțin două repetoare cu rezistențele de emitor externe *R*48 respectiv *R*50, de la care prin *C*56 și *C*57 semnalele diferență de culoare se aplică matricei RGB din modulul video.

Datorită cuplajelor galvanice — cu nivel de negru bine stabilit — de pe calea de luminanță, pentru funcționarea corectă a matricei RGB se impune necesitatea axării semnalelor de la ieșirea decodorului pe o tensiune de 7V. Axarea este comandată de impusurile de întoarcere *H* negative care se aplică în baza tranzistorului *T*05. Grupul de polarizare *R*62. *R*63 împreună cu *R*64 reduce amplitudinea acestor impulsuri la o valoare de cca 4,5 V_{vv}. Datorită rezistențelor egale de colector și emitor (*R*61 respectiv *R*60) pe anozii și catozii diodelor duble *D*06, *D*07, *D*08 vor rezulta impulsuri egale și în antifază.

Impulsurile pozitive din colector vor deschide diodele din dreapta iar impulsurile negative din emitor pe cele din stînga. Pe durata cursei inverse de linii tensiunea de 7V se aplică prin *R*58, *R*59 și grupurile de diode deschise, pe armăturile din dreapta ale condensatorilor *C*56, *C*57. Acestea, datorită impedanțelor mici de ieșire ale circuitului integrat, se vor încărca rapid. Pe durata cursei directe de linii diodele sînt blocate și întrucît impedanțele de intrare în modulul video sînt mari, condensatoarele se vor descărca foarte puțin.

De mare importanță în stabilirea nivelelor de ieșire ale semnalelor diferență de culoare, este ordinea reglajelor. După ce în prealabil potențiometrul de saturație s-a poziționat pentru o tensiune de 5 V pe cursor, se trece — în prima etapă — la reglajul pe PAL utilizînd un semnal de bare colorate saturate 75%. Din *R*91 se reglează un nivel de ieșire al semnalului $E'_B - E'_Y$ de 1,5 V_{vv} iar cu *R*54 un nivel de 1.2 V_{vv} pentru semnalul $E'_R - E'_Y$. După cum se vede, între ele există un raport strict de 1,25.

În etapa a doua se utilizează un semnal de bare colorate SECAM. Prin reglarea amplitudinilor semnalelor livrate de demodulatoarele cu coincidență, din *R*30 și *R*31 se stabilesc la ieșire aceleași nivele ca în cazul sistemului PAL.

10.4.11. Comutatorul de sistem

Tensiunea de comandă a comutatorului de sistem se obține între terminalele *9* și *10* ale CI-MCA640. Ea se aplică unui amplificator diferențial realizat cu o arie de tranzistoare conținută în circuitul integral B342D. Intrarea se face pe terminalele *3* și *5* iar rezistențele de sarcină sînt *R*75 și *R*80. (fig. 10.19).

Echilibrarea amplificatorului se realizează prin rezistența comună de emitor *R*77. Ieșirile *1* și *7* comandă intrările *10* respectiv *12*, a două tranzistoare simetrice cu colectoarele *(8* și *14)* comune.

La recepția unui semnal *PAL* sau alb-negru, tensiunea dintre terminalele *9* și *10* ale CI-MCA640 este zero și datorită echilibrării montajului, punctele *1*, *7*, *9*, *10*, *12*, *13* vor avea același potențial. Tranzistoarele cu colectoa-

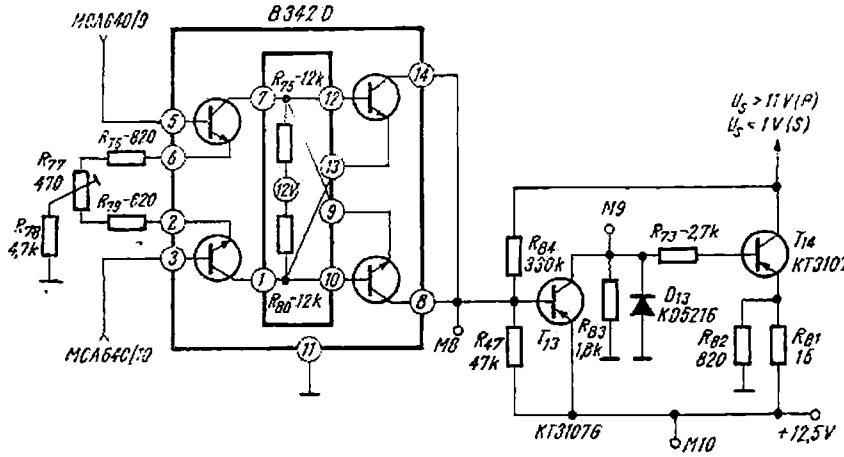


Fig. 10.19. Comutatorul de sistem.

rele din terminalele *8* și *14* vor fi astfel blocate. Divizorul *R47*, *R84* va polariza baza tranzistorului *T13* astfel ca el să fie în conducție, dar nu saturat. În punctul *M9* rezultă o tensiune de cca 4 V care prin rezistența *R73* determină un curent de bază al tranzistorului *T14* suficient pentru intrarea lui în saturație. Datorită valorii mici a rezistenței *R81*, tensiunea U_S va fi foarte apropiată de tensiunea de alimentare de +12.5V.

Dacă se recepționează o emisiune *SECAM* în condiții normale, tensiunea dintre terminalele *9* și *10* ale CI-MCA640 va fi pozitivă. Valoarea ei este de 200 — 300 mV pentru varianta cu identificare pe cadre și de 0.5—1V pentru varianta cu identificare pe linii. Etajul diferențial se dezechilibrează rezultînd în terminalul *7* o tensiune mai mică ca în terminalul *1*. Acesta va determina conducția tanzistorului cu colectorul în terminalul *8* și astfel tensiunea în *M8* va scădea puțin dar suficient pentru asigurarea saturației tranzistorului *T13*.

Valoarea mare a curentului de colector produce o creștere a tensiunii pe *R83* (deci în *M9*) care duce la blocarea tranzistorului *T14*. Tensiunea U_S va fi foarte apropiată de zero.

Dacă în SECAM faza CBB este inversată, atunci se inversează și polaritatea tensiunii dintre terminalele *9* și *10* ale CI-MCA640. Dezechilibrul amplificatorului diferențial va determina acum conducția tranzistorului cu colectorul în terminalul *14*, în continuare funcționarea tranzistoarelor *T13* și *T14* fiind identică. Prin decuplarea tensiunii de *BAC* se va observa pe ecranul tubului cinescop o inversare a culorilor mirei de bare. În cursul operațiilor de reglaj sau de depanare, apare deseori necesitatea funcționării în regim forțat pe PAL sau SECAM. Prin scurtcircuitarea punctelor *M9* și *M10*, tranzistorul *T14* va fi blocat și tensiunea U_S scade aproape de zero. Decodorul va fi comutat pe SECAM.

Dacă se scurtcircuitează punctele *M8* și *M10* atunci tranzistoarele *T13* se vor bloca, tensiunea în *M9* scade la zero și *T14* intră în saturație comutînd decodorul în regim forțat pe PAL.

Capitolul 11

Amplificatoare de frecvență intermediară

11.1. Generalități

Amplificatorul de frecvență intermediară este unul din etajele cele mai importante ale unui receptor construit pe principiul superheterodinei. După circuitul de radiofrecvență, care de cele mai multe ori conține un singur etaj amplificator și după etajul de mixare, semnalul util indiferent de frecvența lui purtătoare, pe care este modulat, este transferat pe frecvența intermediară.

Această frecvență fiind fixă, semnalul de frecvență intermediară poate fi amplificat cu ajutorul mai multor etaje de amplificare, prelucrat și demodulat. Nivelul semnalului care atacă demodulatorul este menținut constant, indiferent de nivelul semnalului de RF recepționat, astfel că semnalul util obținut să poată fi folosit pentru comanda etajelor de audiofrecvență sau videofrecvență ce atacă traductoarele finale utilizate pentru redarea sunetului (difuzorul) sau redarea imaginii (tubul cinescop).

În amplificatorul de frecvență intermediară (AFI) se realizează cea mai mare parte a amplificării de înaltă frecvență a întregului receptor, contribuind în mod esențial la obținerea sensibilității globale a receptorului.

AFI determină caracteristicile de amplitudine și de faza ale receptorului, cum ar fi caracteristica de selectivitate globală, fidelitatea electrică, partea cea mai importantă din dinamica reglajului automat al amplificării, stabilitatea amplificării.

AFI sînt amplificatoare selective și funcție de destinația lor se împart în:

— AFI pentru radioreceptoare:
  — pentru recepția emisiunilor MA,
  — pentru recepția emisiunilor MF.
— AFI pentru televizoare

11.2. AFI pentru radioreceptoare

11.2.1 AFI pentru radioreceptoare

AFI pentru radioreceptoare sînt amplificatoare selective, avînd pentru recepția emisiunilor MA, frecvența centrală de acord cuprinsă între 450 kHz și 480 kHz iar pentru recepția emisiunilor MF, frecvența centrală de 10,7 MHz.

În prezent toate receptoarele utilizează AFI echipate cu tranzistoare sau cu circuite integrate. Esențial este pentru AFI obținerea unor amplificări cît mai mari, între 70 dB și 100 dB și caracteristica de selectivitate impusă. Pentru aceasta, între etaje trebuie realizată adaptarea impedanțelor de ieșire cu impedanțele de intrare. Trebuie să se țină cont și de dispersia parametrilor tranzistoarelor, iar schemele practice trebuie să reducă la minim aceste influențe.

De asemenea datorită variației tensiunii de RAA, parametrii tranzistoarelor, cum ar fi rezistențele și capacitățile de intrare și ieșire variază, stricînd adaptarea dintre etaje, acordul circuitelor și modificînd amortizările circuitelor acordate.

Elementele esențiale ale unui AFI sînt elementul activ utilizat și circuitul selectiv.

Tranzistoarele utilizate în prezent sînt tranzistoare cu siliciu, planar-epitaxiale, cu capacități de reacție colector-bază foarte mici, care nu necesită circuite de neutralizare pentru simetrizarea curbei de selectivitate.

Circuitele selective sînt circuite acordate derivație sau circuite cuplate.

Schema simplificată în alternativ a unui etaj AFI este prezentată în fig. 11.1.

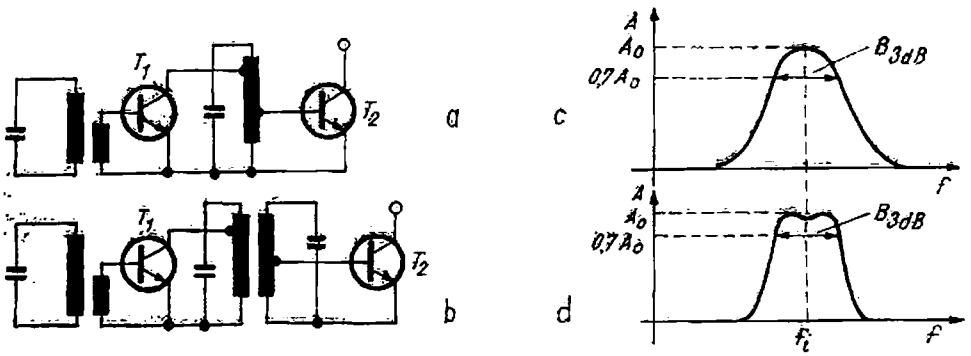


Fig. 11.1. *a* — Etaj AFI echipat cu circuit selectiv derivație; *b* — Etaj AFI echipat cu circuit selectiv format din două circuite cuplate; *c* — Caracteristica de selectivitate a circuitului acordat — derivație; *d* — Caracteristica de selectivitate a două circuite cuplate.

În fig. 11.1 *a* circuitul selectiv este un circuit derivație simplu acordat, cu caracteristica de selectivitate prezentată în fig. 11. 1*c*. În fig. 11.1*b*., circuitul selectiv este format din două circuite derivație cuplate inductiv, avînd caracteristica de selectivitate prezentată în fig. 11.1 *d*. După cum se vede, filtrul de bandă, format din două circuite cuplate, comparativ cu un circuit simplu acordat, prezintă în banda de trecere un palier aproape constant, iar flancurile, în afara benzii de trecere, sînt mai abrupte asigurînd o selectivitate superioară.

În cazul recepției emisiunilor M.A. banda de trecere la 3 dB trebuie să fie de 9 kHz, iar atenuarea canalelor adiacente la $f_i \pm 9$ kHz trebuie să fie de 20 dB ÷ 35 dB.

În cazul recepției emisiunilor MF, banda de trecere la 3 dB este de 300 kHz, iar atenuarea canalelor adiacente la $f_i \pm 300$ kHz trebuie să fie de 25 dB ÷ 50 dB.

La multe receptoare de bună calitate, se poate interveni manual sau automat asupra lărgimii de bandă a AFI. Astfel pentru semnalele foarte

slabe se îngustează banda de trecere pentru îmbunătățirea calității audiției, prin reducerea perturbațiilor.

Pe lîngă circuitele prezentate în fig. 11.1, unde adaptarea impedanțelor de ieșire pentru $T1$ și de intrare pentru $T2$ se face cu priză pe bobină, se pot utiliza și alte variante de adaptare.

În fig. 11.2 *a*, adaptarea la impedanța de intrare a tranzistorului următor se face prin divizor capacitiv. În fig. 11.2*b*, adaptarea se face cu ajutorul unei înfășurări secundare cu raport de transformare subunitar.

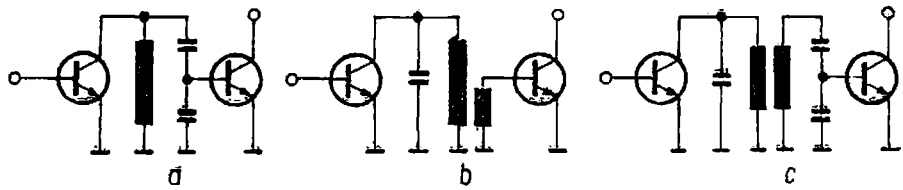


Fig. 11.2. Circuite de adaptare a impedanțelor: *a* — și *c* — Adaptare prin divizor capacitiv; *b* — Adaptare prin transformator.

În fig. 11.2 *c*, este folosit un filtru de bandă cu două circuite cuplate și adaptarea la impedanța de intrare a tranzistorului se face cu divizor capacitiv.

Deci circuitele acordate din AFI trebuie să fie rezonante pe frecvența intermediară, să realizeze amplificare mare, banda de trecere impusă și adaptarea între rezistența mare de ieșire a tranzistorului $T1$ și rezistența mică de intrare a tranzistorului $T2$.

11.2.2 Neutrodinarea

Tranzistoarele, prin construcția lor, au o reacție de la ieșire spre intrare, prin capacitatea joncțiunii colector — bază. Rezistența de reacție are valori foarte mari și este neglijabilă ca influență.

Prin capacitatea de reacție internă colector — bază, o parte din semnalul de la ieșire este adus la intrare și etajul amplificator devine instabil, putînd intra în oscilație la anumite frecvențe. De asemenea această reacție face ca acordul circuitului de ieșire din colector să fie influențat de acordul circuitului din baza tranzistorului și invers.

Pentru înlăturarea acestui fenomen nedorit se introduc circuitele de neutrodinare, care au rolul de a anula această reacție parazită. În principiu neutrodinarea se bazează pe aducerea la intrarea tranzistorului amplificator a unui curent de reacție (de neutrodinare) de amplitudine egală cu cel parazit, intern, dar în antifază. În acest mod reacția internă nedorită este anulată și ansamblul format din tranzistor plus circuitul de neutrodinare lucrează ca un tranzistor fără reacție internă. Circuitul acordat din colector este separat perfect de circuitul acordat din baza tranzistorului.

În fig. 11.3 este prezentat în principiu un circuit de neutrodinare.

Din înfășurarea secundară unde aveam tensiunea u_3 se aduce la intrare prin condensatorul de neutrodinare C_N un curent egal și în antifază cu cel dat de reacția internă. Dacă u_3 ar avea amplitudinea egală cu u_2, care este tensiunea de colector, atunci C_N va trebui să aibă o valoare egală cu cea a capacității interne de reacție colector-bază. Dacă tensiunea u_3 este mai mică decît tensiunea u_2, de ieșire, atunci și C_N va trebui să fie mai mare decît capacitatea internă de reacție în raportul dat de u_2/u_3.

În cazul în care curentul de neutrodinare nu se ia din înfășurarea secundară, ci din primar, se pot folosi prize pe bobina circuitului acordat (fig. 11.4).

Etajele AFÎ utilizează tranzistorul amplificator în conexiunea emitor comun, conexiunea cea mai larg utilizată datorită amplificării mari obținute.

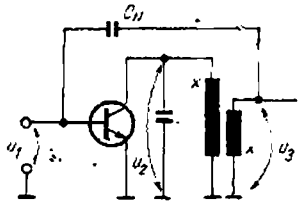


Fig. 11.3. Schema de principiu pentru efectuarea neutrodinării.

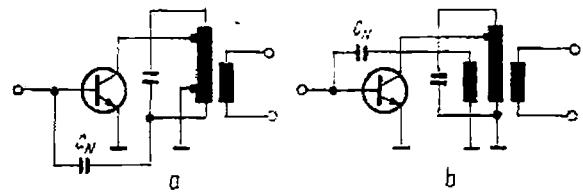


Fig. 11.4. Circuite practice de neutrodinare a tranzistorului amplificator de frecvență intermediară: *a* — Tensiunea de neutrodinare este obținută prin priză pe bobină; *b* — Tensiunea de neutrodinare este obținută printr-o înfășurare secundară.

Dezavantajele care impun utilizarea circuitului de neutrodinare pot fi înlăturate prin utilizarea tranzistorului amplificator în conexiunea bază comună (fig. 11.5).

După cum se știe, tranzistorul în această conexiune prezintă o capacitate de reacție ieșire-intrare (colector-emitor) foarte mică și nu mai necesită neutrodinare. Marele dezavantaj al conexiunii bază comună este valoarea foarte mică a impedanței de intrare. În aceste condiții comanda tranzistorului amplificator trebuie făcută în curent, ridicînd probleme deosebite de adaptare la impedanțele mari ale circuitelor secundare.

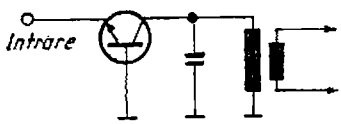


Fig. 11.5. Tranzistor amplificator utilizat în montaj cu baza la masă.

Prin dezvoltarea tehnologiilor de fabricație a tranzistoarelor de înaltă frecvență, în special în tehnologia planar-epitaxială s-au obținut tranzistoare cu capacități de reacție foarte mici, care nu mai necesită circuite de neutrodinare, simplificînd mult realizarea practică a etajelor AFI.

În fig. 11.6. *a* este prezentată structura unui tranzistor planar epitaxial tip NPN. Capacitatea de reacție colector-bază este în cea mai mare parte dată de capacitatea dintre zona de sudură a conexiunii bazei și zona colectorului,

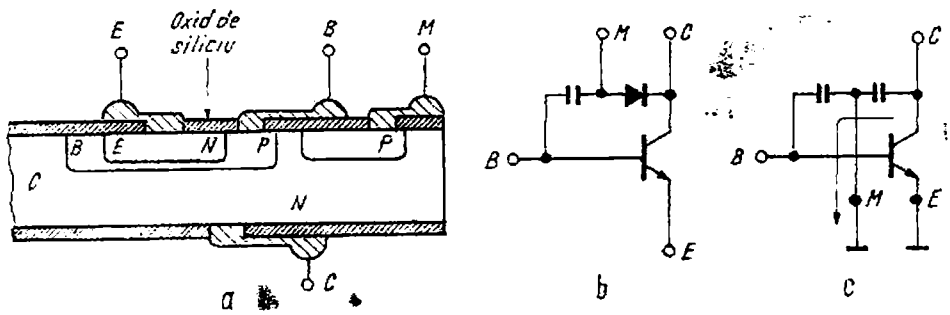


Fig. 11.6. *a* — Realizarea principială a structurii unui tranzistor planar epitaxial cu capacitate mică de reacție: *b* — Schema echivalentă a structurii din fig. 11.6.*a*: *c* — Modul de conectare a terminalului M pentru micșorarea capacității de reacție — colector bază.

aflată sub această zonă de sudură, separate de un strat izolator foarte subțire de oxid de siliciu (prezentat haşurat).

Realizindu-se sub zona de sudură a terminalului bazei o zonă de difuzie tip P, ca în figură, apare o zonă cu comportare de diodă. Anodul acestei diode, (zona *P*) față de care apare acum capacitatea parazită a zonei de sudură a bazei, se pune la masă. În funcționarea normală această diodă este blocată, prezentîndu-se ca o capacitate. În acest mod capacitatea de reacție colector-bază se divide în două condensatoare înseriate. Punctul intermediar (comun) pus la masă, scurtcircuitează la masă curentul intern, de reacție colector-bază (fig.11.6 *c*).

11.2.3 AFI pentru emisiuni MA-MF

În radioreceptoarele moderne AFI este comun, atît pentru emisiunile MA cît și pentru cele MF.

Schemele de principiu, prezentate sînt utilizate atît pentru recepția emisiunilor MA cît și pentru emisiunile MF. Diferența constă în valoarea frecvențelor de acord ale circuitelor selective. Datorită frecvenței mult mai ridicate a FI pentru emisiunile MF, (10.7 MHz față de 455 kHz) și a lărgimii de bandă mai mari (300 kHz față de 9 kHz etajele AFI-MF au o amplificare mai mică. Din acest motiv AFI pentru emisiunile MF au totdeauna cu un etaj mai mult decît AFI pentru emisiunile MA.

În fig. 11.7 este prezentată schema unui AFI MA-MF.

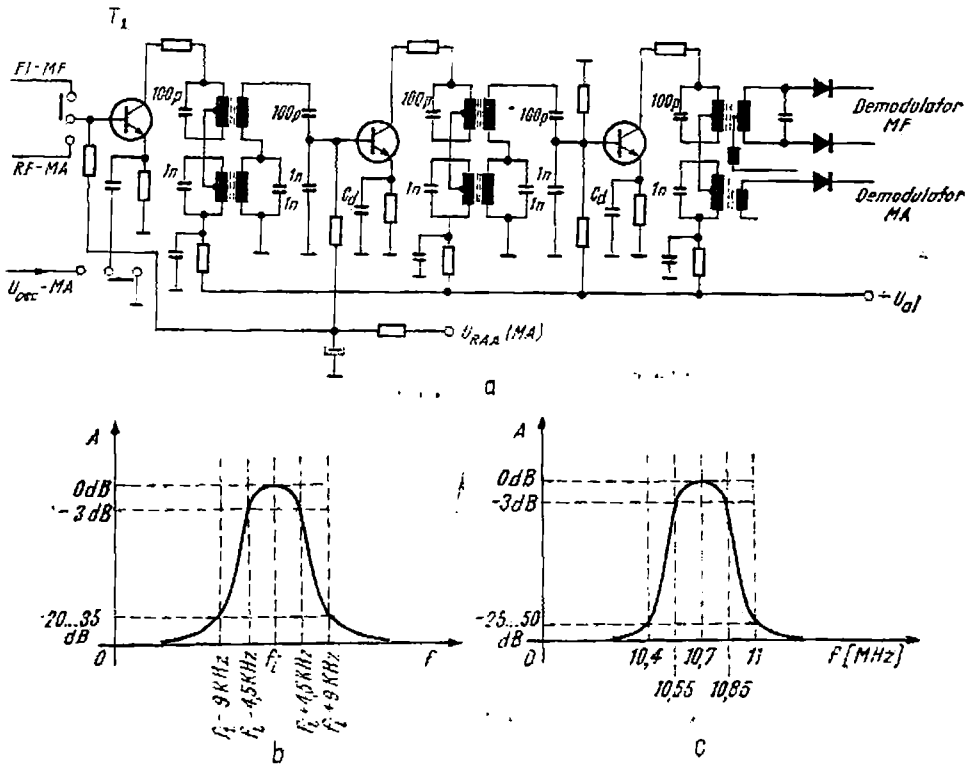


Fig. 11.7. *a* — Schema de principiu a unui AFI, MA-MF, echipat cu tranzistoare; *b* — Caracteristica de selectivitate a AFI-MA; *c* — Caracteristica de selectivitate a AFI-MF.

Tranzistorul $T1$ este primul etaj AFI pentru emisiuni MF, avînd circuitul rezonant acordat cu un condensator de 100 pF. Circuitul rezonant pentru emisiuni MA, acordat cu un condensator de 1nF este scurtcircuitat în MF de condensatorul de acord de 1nF. Pentru emisiunile MA acest etaj este utilizat ca mixer, injectîndu-se tensiunea de la oscilator în emiterul lui $T1$. Inductanța de acord a circuitului rezonant folosit în MF, avînd o valoare foarte mică reprezintă un scurtcircuit pentru semnalul de FI al emisiunii MA. În acest mod în colectorul tranzistorului amplificator sînt înseriate cele două circuite acordate, unul fiind activ pentru emisiunile MA, iar celălalt pentru emisiunile MF.

11.3. AFI pentru receptoarele de televiziune

Funcțiunile AFI utilizat în receptoarele de televiziune sînt aceleași cu ale AFI utilizat în radioreceptoare. În plus față de RR, în receptoarele TV caracteristica de selectivitate a AFI este deosebit de importantă. Datorită faptului că transmisiunea de televiziune se face cu rest de bandă laterală și se transmit simultan două frecvențe purtătoare, purtătoarea de imagine și purtătoarea de sunet, caracteristica de selectivitate a AFI-TV are o formă specifică bine definită (fig.11.8).

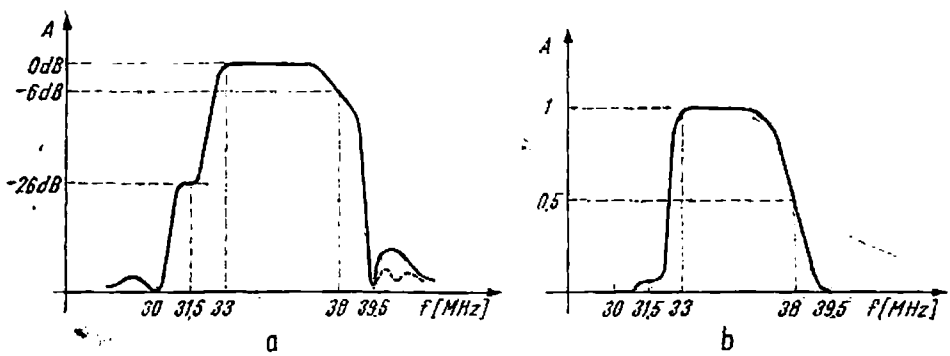


Fig. 11.8. *a* — Caracteristica de selectivitate a AFI — imagine a unui receptor TV, reprezentată la scară logaritmică *b* — Caracteristica de selectivitate a AFI — imagine reprezentată la scară liniară.

În fig. 11.8*a* este prezentată caracteristica de selectivitate a AFI la scară logaritmică, iar în fig. 11.8*b*. la scară lineară.

Datorită transmisiunii informației, privind conținutul de imagine, cu rest de bandă laterală, la detecție frecvența intermediară imagine trebuie redusă în amplitudine la jumătate, iar spectrul de frecvențe în jurul frecvenței intermediare în domeniul ± 1.25 MHz trebuie „tăiat" linear, fiind obligatorie forma curbei de selectivitate prezentată la scară liniară în fig. 11.8 *b*. Flancul curbei de selectivitate cuprins teoretic între 36,75 MHz și 39, 25 MHz se numește flancul Nyquist.

Pentru realizarea selectivității față de canalalele adiacente, așezate la o distanță constantă de 1.5 MHz, se introduc în mod obligatoriu circuite speciale de atenuare (sau de rejectare). Rejecția pe frecvența de 39,5 MHz elimină purtătoarea de sunet a canalului adiacent inferior, iar rejecția pe frecvența de 30 MHz elimină purtătoarea de imagine a canalului adiacent superior.

Aceste rejecții trebuie să fie teoretic infinite, practic ele fiind realizate cît mai adînci posibil. Deoarece purtătoarele canalelor adiacente sînt însoțite de benzile laterale, formate de semnalele transmise pe aceste canale, pe lîngă atenuarea purtătoarelor, trebuie atenuate și benzile lor laterale.

Pe curba de selectivitate prezentată în fig. 11.8 *a*, la scară logaritmică, se impune ca zonele din afara rejecțiilor canalelor adiacente să fie cît mai mult atenuate. În multe situații practice se mai introduce după rejecția de 39,5 MHz încă o rejecție pe o frecvență de aproximativ 40,4 MHz pentru a realiza acest deziderat.

Pentru înlăturarea fenomenului nedorit de perturbare a semnalului video-complex, de sunetul propriu transmis, semnalul de frecvență intermediară sunet trebuie să aibă un nivel cu aproximativ 30 dB sub nivelul semnalului de frecvență intermediară imagine. În caz contrar, în etajul de demodulare MA apar intermodulații între cele două semnale utile, sub forma apariției sunetului pe imagine. Din acest motiv în AFI imagine se realizează și o atenuare a semnalului de frecvență intermediară sunet (31,5 MHz). Deoarece din emisie, între cele două purtătoare există deja un raport variind între 3/1 și 10/1 (respectiv 10 dB și 20 dB), atenuarea pe frecvența de 31,5 MHz poate varia între 20 și 26 dB față de nivelul palierului curbei de transfer, sau $14 \div 20$ dB față de frecvența intermediară imagine. O atenuare prea mare a sunetului propriu nu este indicată deoarece reduce foarte mult nivelul semnalului de sunet după demodularea video (a doua frecvență intermediară sunet 6,5 MHz) și scade sensibilitatea pe calea de sunet a întregului receptor.

Suplimentar, față de condițiile impuse caracteristicii amplitudine — frecvență a AFI imagine, se impune o condiție și caracteristicii de fază a amplificatorului. Aceasta trebuie să fie cît mai liniară posibil, pentru a nu da modificări de poziție, în cadrul semnalului video-complex, ale frecvențelor înalte față de componentele cu frecvențe joase. O caracteristică de fază necorespunzătoare poate duce la apariția unor supracreșteri la tranzițiile alb-negru și chiar a unor treceri cu regimuri oscilatorii (dubluri pe imagine).

11.3.1. AFI imagine echipate cu tranzistoare

AFI sînt în prezent, în exclusivitate, echipate cu dispozitive semiconductoare, tranzistoare sau circuite integrate.

Etajele AFI echipate cu tranzistoare sînt amplificatoare selective, avînd scheme de principiu foarte asemănătoare cu cele utilizate în RR. Specific totuși pentru AFI realizate pentru receptoarele TV sînt:

— frecvența ridicată de lucru (pînă la 40 MHz)

— bandă de trecere foarte largă ($B_{6dB} \approx 5{,}5$ MHz)

— amplificare foarte mare (80 — 90 dB)

— dinamica mare a reglajului automat al amplificării (55—60 dB) fără modificarea formei caracteristicii de selectivitate, în principal a poziției frecvenței de 38 MHz pe flancul Nyquist.

Aceste deziderate sînt realizate utilizînd tranzistoare amplificatoare cu siliciu, cu frecvențe de tăiere ridicate ($f_T \geq 350$ MHz) realizate în tehnica planar — epitaxială, cum sînt de exemplu tranzistoarele BF 167, BF 173 în capsule metalice sau echivalentele lor în capsulă de plastic BF 198, BF 199. Datorită capacităților foarte mici de reacție colector-bază, etajele amplificatoare echipate cu aceste tranzistoare nu necesită neutrodinare.

În fig. 11.9 este prezentată o schemă de principiu a unui AFI imagine, echipat cu tranzistoare.

Primul tranzistor $T1$, are ca sarcină un circuit simplu acordat derivație. Celelalte două etaje amplificatoare echipate cu tranzistoarele $T2$ și $T3$ au ca sarcină filtre de bandă realizate cu cîte două circuite acordate, cuplate capa-

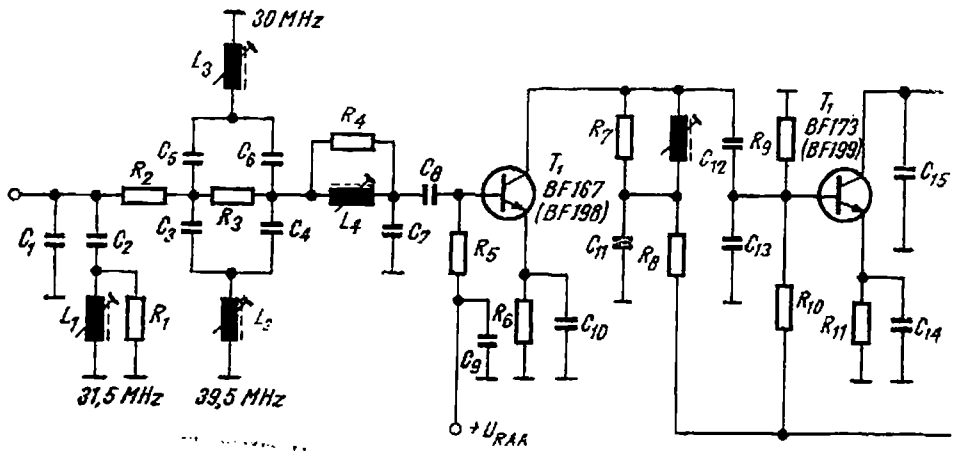


Fig. 11.9. Schema de principiu a unui

citiv sus, prin $C17$ respectiv $C23$, pentru a obține atenuări mari în afara benzii de trecere.

Atenuările cerute de forma curbei de selectivitate a AFI imagine sînt realizate înaintea primului tranzistor amplificator. Circuitul acordat pe frecvența centrală din banda de trecere, aflat în colectorul tranzistorului de mixaj din selector, și circuitul acordat alcătuit din $L1$ și $C7$, formează un filtru pe bandă cu cuplajul capacitiv jos. Cuplajul capacitiv este realizat de capacitatea proprie a cablului coaxial dintre selector și AFI. $C1$ și reactanța echivalentă formată a întregului grup de circuite de rejecție. Circuitul rezonant serie $C2$, $L1$, $R1$, realizează atenuarea sunetului propriu, fiind acordat pe frecvența de 31,5 MHz.

Atenuarea purtătoarelor canalelor adiacente se realizează cu ajutorul a două circuite de rejecție în „T podit" (C_3, C_4, L_2, R_3 și C_5, C_6, L_3, R_3).

Acest tip de circuit de rejecție realizează atenuări foarte mari, depășind valori de 50 dB. În toate AFI imagine circuitele de rejecție sînt poziționate înaintea etajelor de amplificare, unde nivelul semnalelor este mic. În caz contrar, tranzistoarele amplificatoare, care sînt elemente neliniare, pot produce intermodulații și deci transmiterea unor informații de pe o frecvență purtătoare pe cealaltă, apărînd perturbații supărătoare.

11.3.2. AFI imagine echipate cu CI

În ultimul timp s-au impus tot mai mult circuitele integrate specializate ca amplificatoare de frecvență intermediară.

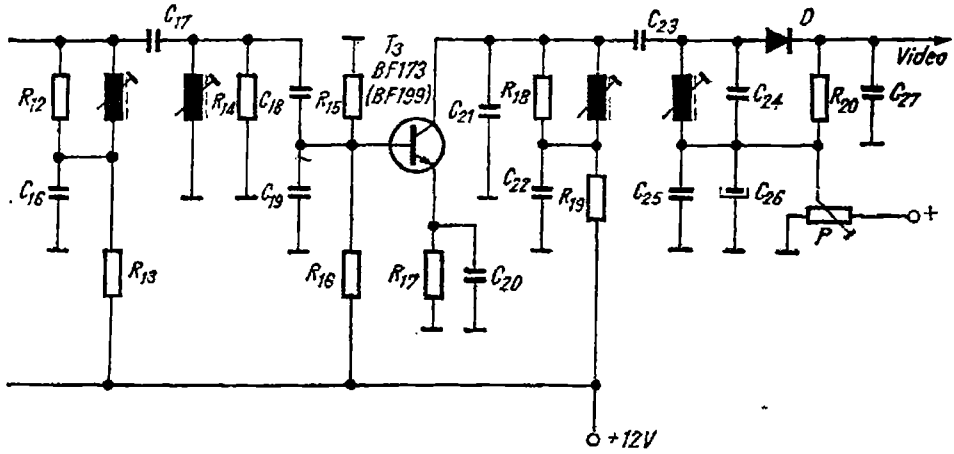
Din avantajele prezentate de aceste CI, enumerăm:

— posibilitatea realizării practice a unui *AFI* cu gabarit mult mai mic și mai puține piese;

— proiectarea mult mai ușoară a AFI imagine,

— cumularea unor funcțiuni suplimentare, cum ar fi circuitele RAA pentru AFI și circuitul de comandă RAA pentru selector.

— realizarea demodulării MA, prin utilizarea detecției sincrone, superioare calitativ detecției de anvelopă,



AFI-imagine echipat cu tranzistoare.

— posibilitatea includerii și a unui circuit de control automat al frecvenței (CAF) pentru asigurarea stabilității acordului receptorului, în special la recepția semnalului din benzile IV și V (UIF).

Circuitul integrat larg utilizat în toate televizoarele alb-negru este TDA 440, identic cu CI—A240D, producție RDG utilizat ca AFI în TV color.

În fig. 11.10 este prezentată schema internă bloc a CI—TDA440.

Semnalul de FI este aplicat intrării diferențiale (terminale *1* și *16)* a CI și amplificat de trei etaje amplificatoare de bandă largă (50 MHz). Amplificarea maximă este de 55 dB la frecvența de 38 MHz. Primele două etaje au

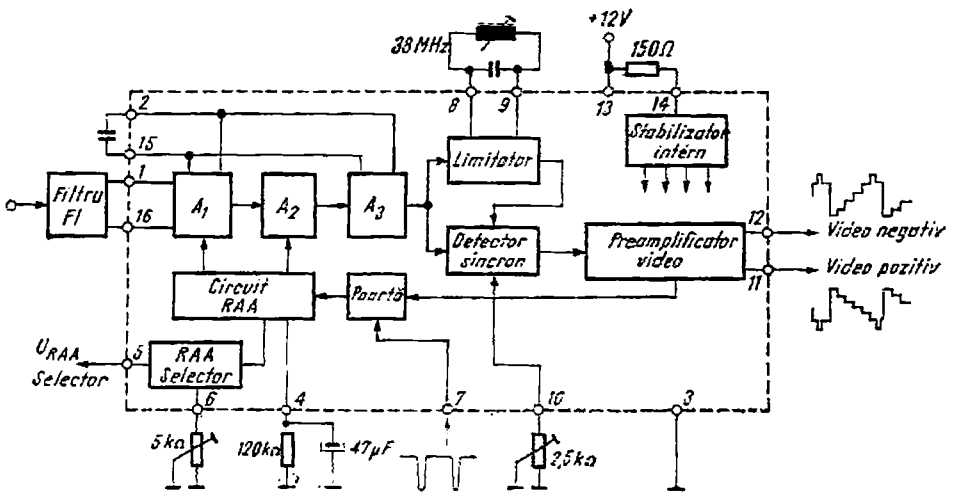


Fig. 11.10. Schema bloc internă a CI-TDA 440.

amplificarea reglabilă comandată de circuitul intern de RAA. Semnalul de la ieșirea ultimului amplificator atacă un etaj amplificator limitator, care are ca sarcină externă un circuit acordat pe frecvența intermediară imagine (38 MHz).

Acest circuit se numește „circuit de refacere a purtătoarei". Semnalul sinusoidal de frecvență de 38MHz. de la ieșirea limitatorului este utilizat pentru comanda detectorului sincron. Detectorul sincron primește semnalul de FI, modulat în amplitudine. de la ieșirea amplificatorului *A3* și semnalul sinusoidal cu frecvența de 38 MHz, furnizînd la ieșirea lui semnalul video-complex demodulat.

În principiu detectorul sincron se comportă ca un circuit poartă, comandat de semnalul cu frecvența de 38 MHz. Acest circuit lasă să treacă spre ieșire semnalul de la intrare, numai pe durata vîrfurilor oscilației de 38 MHz. În acest mod se regăsește la ieșirea detectorului sincron semnalul video-complex ce modula în amplitudine semnalul de frecvență intermediară imagine. Din bătaia dintre frecvența de 38 MHz și frecvența intermediară sunet 31.5 MHz, rezultă la ieșirea detectorului sincron și a doua frecvență intermediară sunet de 6,5 MHz, modulată în frecvență.

Preamplificatorul de videofrecvență are o amplificare de 6 dB și o bandă de 8 MHz. CI are două ieșiri de videofrecvență, terminalele *11* și *12* pentru semnal video pozitiv și respectiv negativ. Din semireglabilul conectat la terminalul *10* al CI se reglează amplitudinea semnalului video cu precizarea că semnalul video-complex pozitiv (terminalul *11)* are nivelul de sincronizare axat pe o tensiune fixă. Din acest motiv, această ieșire este folosită pentru atacul etajelor de videofrecvență. Amplificarea globală a CI pînă la ieșirea video este mai mare de 80 dB.

În interiorul CI se află un circuit poartă care furnizează tensiunea necesară circuitelor de RAA.

Tensiunea filtrată de grupul RC conectat la terminalul *4*, este prelucrată pentru comanda amplificării primelor două etaje amplificatoare. Dinamica de reglaj a amplificării este de 55 dB. Aceași tensiune este aplicată circuitului de RAA întîrziat, utilizat pentru comanda amplificării primului tranzistor din selectorul de canale. Pragul de la care apare tensiunea de RAA pentru selector este fixat prin potențiometrul extern conectat la terminalul 6 al CI.

În fig. 11.11. este prezentată schema de principiu a unui AFI realizat cu CI TDA 440 și utilizat la TV color tip „Telecolor". Se remarcă prezența unui

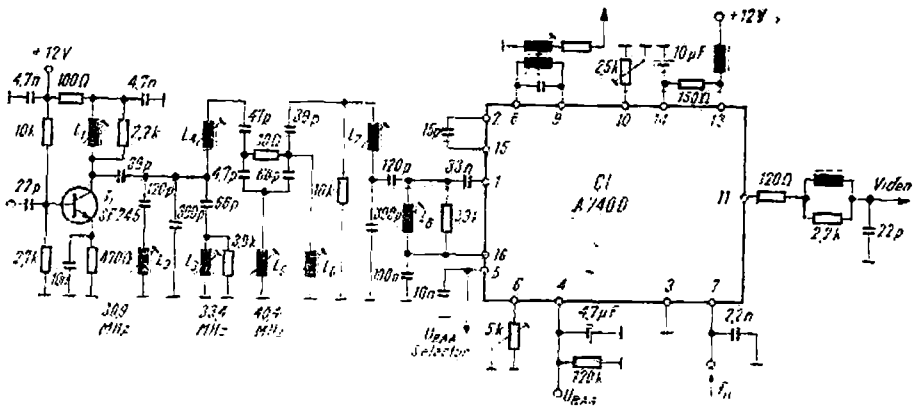


Fig. 11.11. Schema de principiu a unui AFI imagine echipat cu CI-TDA 440.

etaj AFI echipat cu tranzistor tip SF 245, care este necesar pentru a compensa pierderile din filtrul de selectivitate concentrată, plasat între tranzistor și CI.

Acest AFI este un amplificator OIRT=CCIR cu frecvența intermediară imagine pe 38,9 MHz (CCIR) și palierul pentru sunetul propriu cuprins între 32,4 MHz (OIRT) și 33,4 MHz (CCIR), prin reglarea bobinei *L3*. Atenuarea canalelor adiacente este realizată prin rejecția în „T *podit*" reglabilă din *L5* pe frecvența de 40,4 MHz (pentru purtătoarea de sunet a canalului adiacent inferior) și circuitul rezonant serie, reglabil din *L2* pe frecvența de 30,9 MHz

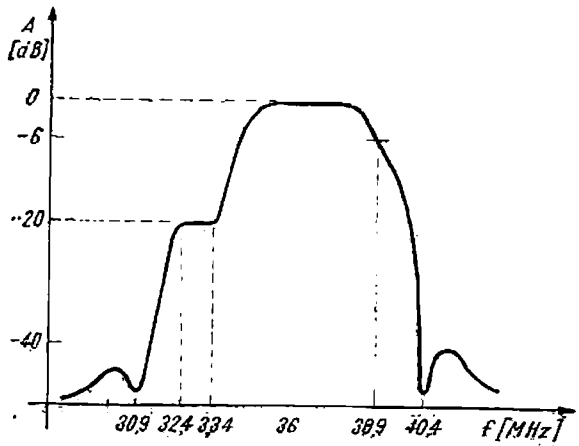


Fig. 11.12. Caracteristica de selectivitate a unui AFI-imagine OIRT-CCIR.

(purtătoarea de imagine a canalului adiacent superior — OIRT). Din *L1*, se reglează uniformitatea palierului caracteristicii de transfer. Din *L7* se ajustează lărgimea de bandă iar din *L8* liniaritatea flancului Nyquist.

Caracteristica de transfer a acestui AFI, cu circuitul de refacere a purtătoarei amortizat cu o rezistență de 100 ohm, arată ca în fig. 11.12.

Capitolul 12

Circuite de control automat al frecvenței (CAF)

12.1. Generalități

Componentele active și pasive care intră în componența unui receptor au o caracteristică, definită prin variația valorii parametrilor electrici cu temperatura.

În consecință, funcționarea receptoarelor de radiodifuziune și de televiziune este afectată de variațiile de temperatură ale mediului ambiant cît și de autoîncălzirea componentelor active și pasive din receptor. Efectele asupra parametrilor funcționali ai receptorului sînt foarte diferite. Dacă în anumite etaje, efectele variațiilor normale de temperatură sînt total neglijabile, în altele, efectele sînt foarte supărătoare.

În anumite puncte foarte importante, în special în etajele care utilizează circuite acordate, se iau măsuri de precauție deosebite pentru a putea stabiliza parametrii funcționali ai etajului cu temperatura. Totuși, măsurile luate nu sînt în toate cazurile suficiente. Astfel oscilatorul local din RR și TV este etajul cel mai sensibil la variațiile de temperatură.

Cu cît frecvența de lucru a etajului oscilator este mai ridicată, cu atît deriva lui de frecvență, cu variația temperaturii, va fi mai mare. Consecința va fi dezacordarea în timp a receptorului, reducerea calității redării semnalului util.

Pentru RR de exemplu în domeniul UL, UM, US acest fenomen nu deranjează, în schimb în domeniul UUS, este foarte supărător.

Tot așa și la receptoarele TV, în domeniul FIF (50 — 230 MHz) funcționarea este acceptabil de stabilă, în schimb în UIF (480 MHz — 860 MHz) acordul devine critic și impune operații de reacordare.

Efectul derivei frecvenței oscilatorului local este modificarea valorii frecvenței intermediare, care se va deplasa față de poziția nominală ducînd la efectul de dezacordare. Tot efect de dezacordare poate fi numit și acordul incorect pe post datorită faptului că la frecvențe foarte ridicate, dispozitivul de acord manual nu este suficient de precis.

Pentru înlăturarea efectelor enumerate, determinate de acțiunea nefavorabilă a variațiilor de temperatură, în construcția receptoarelor se introduc circuite de control automat al frecvenței.

În principiu circuitul de control automat al frecvenței sesizează efectul nedorit de dezacordare, și anume „fuga" frecvenței intermediare reale, de pe valoarea nominală și acționînd asupra oscilatorului local din receptor, o readuce la valoarea ei corectă.

Deci acțiunea circuitului de CAF se împarte în două și anume sesizarea dezacordului în domeniul frecvenței intermediare și reajustarea frecvenței oscilatorului local pînă la obținerea unui dezacord apropiat de zero.

Rezultă automat și structura unui circuit de CAF, care trebuie să conțină deci un detector de eroare (comparator de frecvență) și un dispozitiv de recordare a frecvenței oscilatorului local.

12.2. Circuite de CAF utilizate în RR

În fig. 12.1. sînt prezentate schemele bloc ale unor RR destinate recepției emisiunilor MA și MF, dotate cu circuite de CAF.

Dispozitivele de reglaj larg utilizate în prezent, sînt tranzistorul de reactanță și dioda varicap.

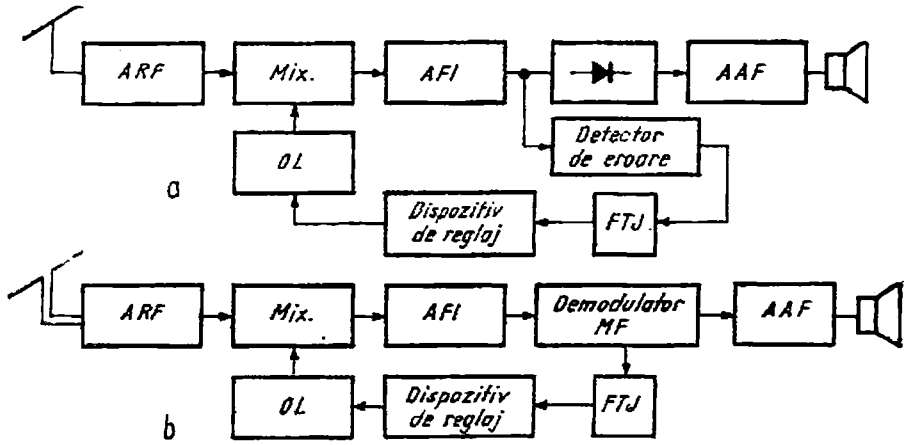


Fig. 12.1. *a* — Schema bloc a unui RR, pentru recepția emisiunii MA, echipat cu circuit de CAF; *b* — Schema bloc a unui RR, pentru recepția emisiunii MF, echipat cu circuit de CAF.

Majoritatea RR au circuite de CAF numai în etajele de MF, iar ca dispozitiv de reglaj este aproape în exclusivitate utilizată dioda varicap.

Tensiunea de reglaj utilizată în receptoarele MF este preluată din demodulatorul MF, direct de pe ieșirea de AF. În fig. 12.2 este prezentat circuitul de CAF utilizat la Combina Muzicală „Stereoson" produsă de Întreprinderea „Electronica".

Tranzistorul BF-255 este mixerul auto-oscilant din blocul de UUS. Bobina L 204 este bobina de acord a oscilatorului, iar capacitatea de acord este formată de grupul 33 pF în serie cu secțiunea oscilator C_r a condensatorului variabil de acord. În paralel, se află grupul format de condensatorul de 10 pF în serie cu capacitatea diodei varicap $D_{\ddot{c}}$. Dioda varicap este polarizată în anod de tensiunea de alimentare de $-7{,}8$ V și în catod de tensiunea medie de ieșire a demodulatorului MF.

În cazul unui acord corect pe post, adică $f_i = 10{,}7$ MHz, tensiunea medie de ieșire a detectorului de raport este zero.

Presupunînd că frecvența oscilatorului crește, frecvența intermediară de la ieșirea mixerului va fi mai mare de 10,7 MHz. Ca urmare componenta medie

a tensiunii de ieșire a detectorului de raport devine negativă. Tensiunea pe dioda varicap scade și capacitatea prezentată de diodă va crește. Mărindu-se capacitatea de acord a circuitului oscilatorului, frecvența lui de lucru va scade, scăzînd și valoarea frecvenței intermediare, la o valoare foarte apropiată de valoarea nominală de 10.7 MHz.

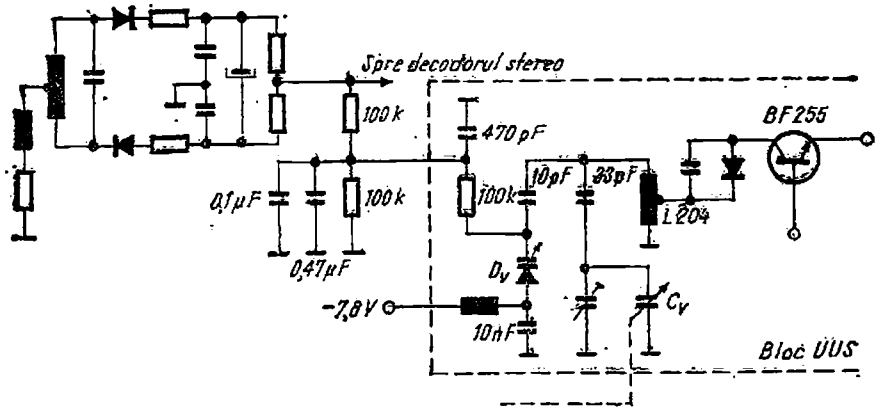


Fig. 12.2. Schema de principiu a unui circuit de CAF într-un RR-MF.

Sistemul de CAF cu o diodă varicap prezintă o serie de avantaje și anume: este foarte simplu, dioda varicap are un volum mic, tensiunile de comandă sînt disponibile în montaj și dau o stabilitate acceptabilă în funcționare.

Schema prezentată are dezavantajul, că fiind în permanență cuplat circuitul de CAF, postul se prinde brusc și rotind din butonul de acord el se menține un timp, receptorul ieșind tot brusc de pe post. De asemenea în cazul acordului pe un post slab, în apropierea unui post puternic, circuitul de CAF trage acordul receptorului pe postul puternic.

Aceste dezavantaje se pot înlătura prin introducerea unui comutator de CAF. În aceste condiții, acordul se face fără CAF-ul cuplat pînă la obținerea audiției optime. După aceea se acționează comutatorul de CAF, care va realiza menținerea pe post și deci menținerea acordului și a calității optime a audiției.

12.3. Circuite pentru CAF utilizate în receptoarele TV

În general în receptoarele TV sînt destul de rar utilizate circuitele pentru CAF. În televizoarele alb-negru, deriva frecvenței oscilatorului local în benzile I, II, III, (FIF) nu este semnificativă (±250 kHz), iar în UIF s-au luat măsuri speciale de compensare, pentru a se evita utilizarea circuitelor de CAF, cum ar fi:

— utilizarea unor condensatoare de acord în oscilator, cu coeficient negativ de variație cu temperatura, de valori mari.

— utilizarea unui termistor în serie cu tensiunea de varicap, care prin încălzire mărește tensiunea de varicap, reducînd foarte mult deriva de acord cu variațiile de temperatură.

Totuși o dată cu apariția receptoarelor TV color pretențiile privind stabilitatea acordului pe post au crescut foarte mult (±100 kHz) și singura soluție a rămas utilizarea circuitelor de CAF.

Din punct de vedere principial, circuitele de CAF utilizate în receptoarele TV nu diferă prin nimic de circuitele similare utilizate în RR.

Din acest motiv nu vom face aprecieri teoretice, ci vom prezenta două variante de circuite de CAF utilizate în receptoarele TV comercializate în țara noastră, un TV alb—negru și un TV color.

În fig. 12.3. este prezentat circuitul de CAF utilizat la un receptor TV alb-negru echipat cu rotactor (FIF). În circuitul acordat al tranzistorului oscilator se află dioda varicap D_v, în serie cu un condensator de 33 pF. Dioda va-

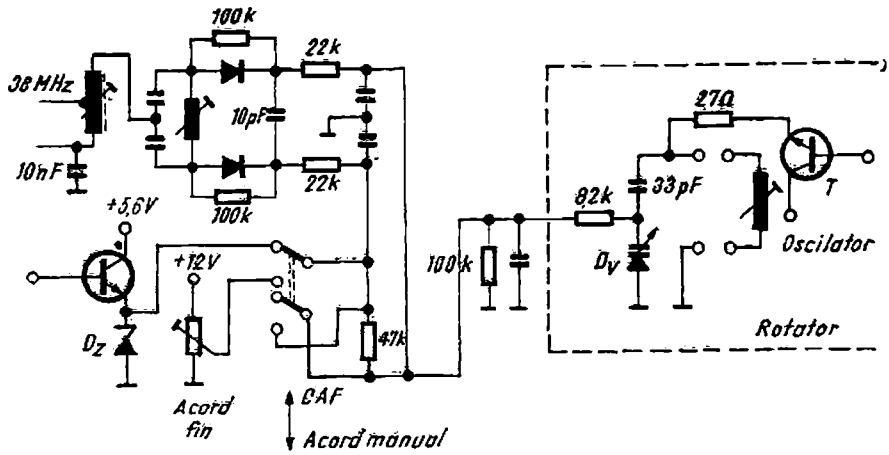


Fig. 12.3. Schema de principiu a unui circuit de CAF cu comutator „CAF — Acord manual", utilizat într-un receptor TV alb-negru.

ricap este prepolarizată de o tensiune de 5, 6 V, preluată de pe dioda Zener D_Z, și de tensiunea de pe rezistența de 47 kohm intercalată în circuitul de polarizare.

Tensiunea de pe rezistența de 47 kohm este o tensiune variabilă, ca amplitudine și ca sens, ea fiind tensiunea de ieșire a discriminatorului de frecvență. În cazul în care acordul pe post nu este corespunzător ($f_{ii} \neq 38$ MHz), tensiunea de ieșire a discriminatorului de frecvență se adună sau se scade la tensiunea de 5, 6V, reajustînd frecvența oscilatorului, prin modificarea capacității diodei varicap pînă cînd frecvența intermediară imagine se apropie foarte mult de frecvența de 38 MHz. Cu ajutorul comutatorului figurat, se poate trece de pe acord automat (cu CAF), pe acord manual. În poziția de acord manual, se scurtcircuitează ieșirea discriminatorului de frecvență și tensiunea de polarizare a diodei varicap, D_v, din oscilatorul local, trece pe valoarea dată de cursorul unui potențiometru alimentat de la $+12$ V. Modificînd manual tensiunea de polarizare, se modifică și frecvența oscilatorului pînă la obținerea definiției optime a imaginii recepționate. Pe această poziție circuitul de CAF nu este activ. Reintroducînd circuitul de CAF, se menține acordul pe post. La circuitul prezentat, pe acord manual, acordul corect trebuie obținut pentru o tensiune pe cursorul potențiometrului de acord fin, de aproximativ 5,6 V.

În fig. 12.4. este prezentat circuitul de CAF utilizat în TV color tip „Telecolor". Tensiunea de acord a selectorului este preluată din cursorul unui potențiometru de acord, al programatorului, alimentat de la tensiunea de $+27{,}5$V și este aplicată diodelor varicap din selector prin intermediul unui repetor pe emitor. În timpul căutării postului circuitul de CAF nu este activ, comutatorul este închis, iar ieșirea discriminatorului de frecvență este în scurtcircuit.

După obținerea acordului dorit, se introduce circuitul de CAF prin deschiderea comutatorului de CAF. În acest mod se introduce peste tensiunea de acord dată de programator o tensiune de eroare furnizată de discriminatorul

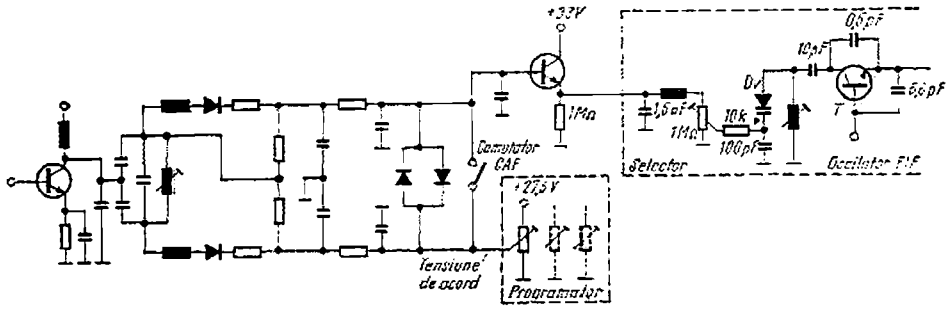


Fig. 12.4. Schema de principiu a unui circuit de CAF, cu intercalarea tensiunii de CAF în tensiunea de acord a selectorului.

de frecvență. Pentru acordul corect tensiunea de eroare este nulă. Dacă oscilatorul local își modifică frecvența de lucru, discriminatorul de frecvență sesizează modificarea frecvenței intermediare imagine și va furniza la ieșire o tensiune de comandă, care se va adăuga la tensiunea de acord reacordînd oscilatorul, pentru o frecvență intermediară imagine corectă.

Repetorul pe emitor are rolul de a forma o impedanță de intrare foarte mare, pentru a nu afecta funcționarea corectă a circuitului de CAF, discriminatorul prezentînd o impedanță de ieșire foarte mare.

Capitolul 13

Circuite de reglaj automat al amplificării (RAA)

13.1. Generalități

Receptoarele radio și receptoarele de televiziune sînt din multe puncte de vedere asemănătoare. Ambele tipuri de receptoare sînt superheterodine, avînd cea mai mare parte a amplificării localizată la nivelul AFI. Datorită faptului că semnalele de radiofrecvență la intrarea receptorului au nivele foarte diferite, pentru menținerea constantă a semnalului de la ieșire, amplificarea globală a receptorului trebuie să se modifice în funcție de nivelele semnalelor de la intrare.

Schema bloc a unui radioreceptor superheterodină este prezentată în fig. 13.1.

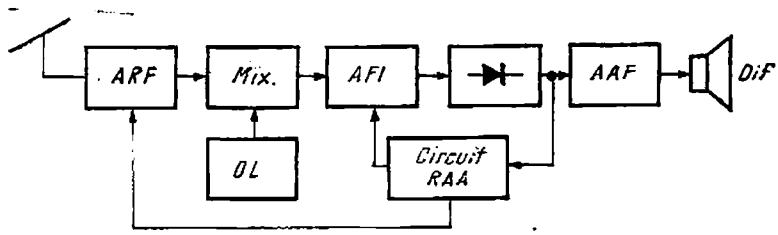


Fig. 13.1. Schema bloc a unui RR superheterodină.

La intrare se aplică semnalul din antenă. La ieșire audiția în difuzor trebuie să fie constantă indiferent de postul recepționat și de distanța dintre emițător și receptor. Circuitul de reglaj automat al amplificării (RAA) culege informația privind nivelul semnalului util, după circuitul de demodulare și comandă valoarea amplificării AFI și a primului etaj amplificator de radiofrecvență (ARF). Dacă circuitul de RF nu cuprinde un etaj amplificator, atunci tensiunea de RAA se aplică numai pe AFI.

Dacă, de exemplu, nivelul semnalului în antenă scade, nivelul semnalului util, după demodulator, are tendință de scădere. Circuitul de RAA, sesizînd această tendință de scădere, va comanda mărirea amplificării întregului lanț de amplificare. În cazul în care semnalul din antenă crește ca nivel, circuitul de RAA comandă micșorarea amplificării, menținînd constant nivelul semnalului util de la ieșire.

Parametrul cel mai important al unui circuit de RAA este eficacitatea lui. Eficacitatea circuitului de RAA se apreciază prin raportul dintre nivelul semnalului maxim și nivelul semnalului minim de la intrare, pentru o variație dată a nivelului semnalului de la ieșire.

13.2. Circuite de RAA pentru RR

Pentru semnalele utilizate în transmisiunile radiofonice MA, nivelul de referință după demodulatorul MA este componentă continuă a semnalului demodulat. Componenta continuă poartă informația referitoare la nivelul semnalului de RF aplicat la borna de antenă a RR și nu depinde de gradul de modulație al purtătoarei, așa cum se vede din fig. 13.2.

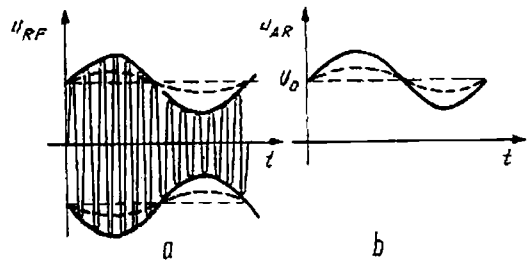


Fig. 13.2. *a* — Purtătoare modulată în amplitudine, cu grade diferite de modulație; *b* — Valoarea medie a semnalului demodulat MA este egală cu amplitudinea purtătoarei nemodulate, și nu depinde de gradul de modulație.

În fig. 13.2 *a*. este figurată purtătoarea modulată în amplitudine. Valoarea medie corespunde nivelului purtătoarei nemodulate.

Cu linie continuă este figurată situația unui grad mare de modulație, iar cu linie punctată, cazul unui grad mai mic de modulație. În fig. 13.2 *b* se vede că se menține componenta continuă U_0, după demodulare, independent de amplitudinea semnalului util de AF transmis.

Componenta continuă prezentă după etajul de demodulare MA este preluată pe o cale separată, după ce semnalul a fost trecut printr-un filtru trece jos. Acest filtru trece jos elimină componentele de audiofrecvență și perturbațiile accidentale ce apar suprapuse sub formă de zgomote, peste semnalul util. Modul de intercalare a unui circuit de RAA, în schema unui RR, a fost prezentat în fig.13.1.

Tensiunea de RAA se aplică în baza primului tranzistor amplificator de FI. În general factorul de amplificare al tranzistorului scade prin micșorarea curentului de colector. În fig. 13.3. este prezentată o realizare practică a acestui mod de aplicare a tensiunii de RAA, din combina muzicală stereo produsă de Întreprinderea „Electronica".

În lipsa semnalului, tensiunea continuă din baza tranzistorului $T2$ este dată de divizorul rezistiv format de semireglabilul de 5 kohm și rezistența de 5,6 kohm. Din emitorul tranzistorului $T2$ este polarizată baza tranzistorului $T1$, printr-o rezistență de 3,3 kohm decuplată în alternativ cu 33 nF și prin

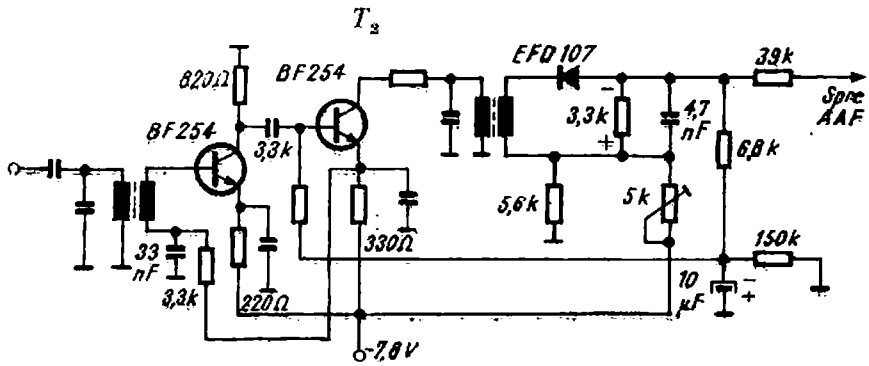


Fig. 13.3. Realizarea practică a RAA-ului la un amplificator de FI cu tranzistoare.

înfăşurarea de adaptare la secundarul filtrului de FI. La apariţia unui semnal demodulat, pe rezistenţa de detecţie de 3.3 kohm apare o tensiune continuă cu polaritatea prezentată în figură. Această tensiune continuă se suprapune peste polarizarea iniţială mărind tensiunea negativă din baza tranzistorului T2. Filtrul trece jos este format de grupul 6.8 kohm şi 10μF. Tensiunea din baza lui T2 cu tendinţa de creştere în valoare absolută duce la micşorarea curentului de colector şi deci a amplificării etajului. Tensiunea din emitorul lui T2 comandă tranzistorul T1 în acelaşi sens de micşorare a curentului de colector şi deci de reducere a amplificării. În exemplul prezentat, RAA acţionează asupra ambelor etaje ale AFI.

În receptoarele tranzistorizate se folosesc, pe lîngă RAA prezentat şi RAA prin amortizarea variabilă a unor circuite acordate, folosind o diodă cu rezistenţă diferenţială, variabilă.

În fig. 13.4 este prezentată soluţia adoptată în acelaşi produs al Întreprinderi „Electronica".

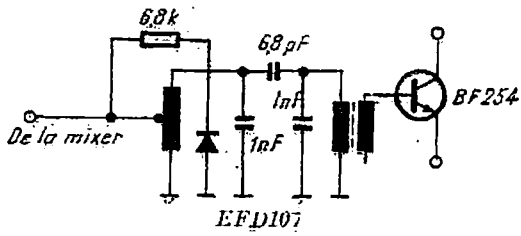


Fig. 13.4. RAA prin amortizarea variabilă a unui circuit acordat.

Filtrul de bandă prezentat este acordat pe FI şi reprezintă sarcina tranzistorului mixer autooscilant. Filtrul de bandă este realizat din două circuite derivaţie cuplate capacitiv.

Pentru nivele mari ale semnalului de la intrare, deci şi ale semnalului de FI, dioda EFD 107 se deschide, introducînd în paralel cu primarul circuitului acordat, rezistenţa de 6.8 kohm în serie cu rezistenţa prezentată de diodă în conducţie.

Efectul este amortizarea circuitului acordat, reducerea amplificării etajului de mixaj şi lărgirea benzii de trecere. Acest efect este pozitiv pentru semnalele puternice, rezultînd o audiţie cu bandă de frecvenţă crescută. La semnalele cu nivele mici, dioda EFD 107 fiind blocată, curba de selectivitate se reduce. În consecinţă, pe lîngă RAA se mai manifestă şi un efect de selectivitate variabilă cu consecinţe pozitive asupra calităţii audiţiei.

Pentru îmbunătăţirea eficienţei circuitului RAA, în cazul RR de calitate, în bucla de RAA se poate intercala şi un etaj amplificator de curent continuu.

Uneori în construcţia RR pentru emisiuni MF se pot utiliza şi circuite de RAA, pentru a controla nivelul semnalului la intrarea etajelor limitatoare. În acest fel se controlează mai bine raportul semnal/zgomot şi se elimină pericolul dezacordării circuitelor rezonante, pe care lucrează etajele limitatoare, pentru semnale puternice.

13.3. Circuite de RAA pentru receptoare TV

În cazul receptoarelor TV, circuitele de RAA utilizate în construcţia RR nu sînt eficiente, deoarece componenta continuă existentă, după demodularea MA nu reflectă nivelul semnalului de televiziune aplicat la borna de antenă.

În fig. 13.5. sînt prezentate două situaţii limită, şi anume forma semnalului video complex pentru o imagine albă (13.5 *a.*) şi forma semnalului video complex pentru o imagine întunecată (13.5 *b.*) Se poate constata că cele două

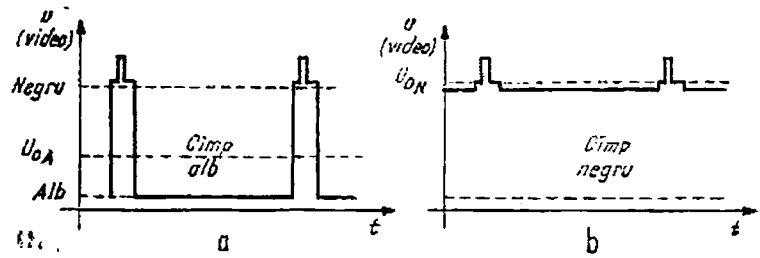


Fig. 13.5. *a* — Semnalul video complex. pe durata unei linii, pentru o imagine albă; *b* — Semnalul video complex; pe durata unei linii corespunzător transmiterii negrului.

componente continue(U_{0A} imagine albă) și U_{0N} (imagine întunecată) au valori foarte diferite.

Informația privind nivelul purtătoarei de imagine, aplicate la borna de antenă este dată numai de amplitudinea impulsului de stingere linii, care nu este afectat de conținutul imaginii.

În aceste condiții, pentru obținerea tensiunii continue de RAA se utilizează un montaj special, de tip poartă. Circuitul poartă este un montaj cu o intrare de semnal, o intrare de comandă și o ieșire. Semnalul la ieșirea circuitului poartă apare numai pe durata aplicării semnalului de comandă pe intrarea de comandă și reproduce semnalul aflat la intrarea de semnal, pe durata comenzii date. Dacă semnalul de comandă este impulsul de întoarcere linii din televizor, iar pe intrarea de semnal se aplică semnalul video-complex la ieșirea circuitului poartă apar impulsurile de stingere și sincro linii (fig. 13.6.).

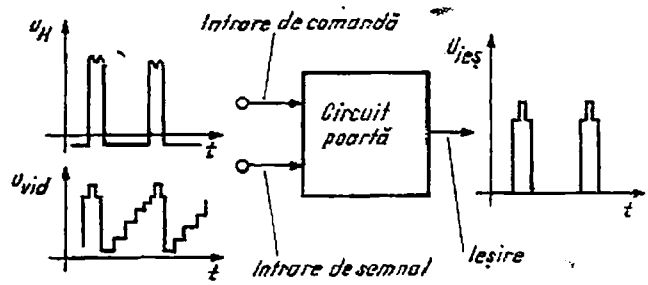


Fig. 13.6. Principiul de funcționare a unui circuit poartă.

Sistemul de RAA care utilizează circuitul prezentat se mai numește „sistem de RAA poartă" sau „sistem de RAA prin coincidență".

Tensiunea continuă obținută este direct proporțională cu amplitudinea impulsului de stingere linii și reflectă, prin valoarea sa, nivelul purtătoarei de imagine prezente la borna de antenă a receptorului TV. Semnalul de la ieșirea circuitului poartă este trecut printr-un filtru trece jos, pentru extragerea componentei continue. Tensiunea continuă este amplificată și prelucrată pentru comanda corespunzătoare a primului etaj amplificator de FI și a etajelor amplificatoare de *RF* (FIF și UIF) din selectorul de canale.

Tensiunea de RAA care se aplică pe etajele amplificatoare de *RF* din selectorul de canale trebuie să devină eficace numai peste un anumit nivel al purtătoarei de imagine recepționate. Acest nivel este cuprins între 1 și 5 mV. Această soluție a fost aleasă din mai multe motive:

— la nivele mici de semnal, tranzistorul amplificator de RF are, cores-

punzător amplificării maxime, zgomot minim. Prin amplificarea semnalului de televiziune, zgomotul introdus de etajul de mixaj devine nesemnificativ.

— la nivele mari ale semnalului de televiziune, dacă tranzistorul amplificator nu își reduce amplificarea, există pericolul apariției intermodulațiilor între purtătoarea de sunet și purtătoarea de imagine.

Acest sistem de aplicare a tensiunii de RAA în etajele de RF din selector se numește „RAA cu întîrziere".

Reprezentate grafic, amplificările etajelor afectate de RAA variază ca în fig. 13.7.

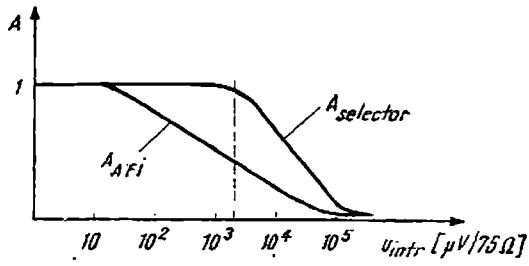


Fig. 13.7. Modificarea amplificării normate a etajului AFI și a AMF din selector, funcție de nivelul semnalului de televiziune la borna de antenă, a receptorului TV.

Tranzistoarele utilizate în etajele comandate de tensiunea de RAA sînt tranzistoare special elaborate, cu amplificare variabilă funcție de curentul de colector.

Astfel în AFI cu tranzistoare se utilizează în exclusivitate tranzistoarele npn tip BF 167 (în capsulă metalică) sau echivalentul său în plastic BF 198. Amplificarea lor maximă este la $I_c = 2 \div 3$ mA, iar amplificarea minimă la 7 mA. Deci pentru diminuarea amplificării primului AFI, tensiunea de RAA de comandă trebuie să crească. Etajele amplificatoare de *RF* din selectorul de canale pot fi echipate cu diferite tipuri de tranzistoare, ca de exemplu:

— pentru FIF; — tranzistor npn tip *RF* 200 cu amplificarea maximă la $I_c = 2.5$ mA și amplificarea minimă la 9 mA,

— tranzistor pnp tip BF 509 cu amplificarea maximă la 4 mA și amplificarea minimă la 9 mA.

— pentru CIF; — tranzistoare npn tip BF 180, BF 181, cu amplificarea maximă la 2,5 mA și amplificarea minimă la 9 mA.

În fig. 13.8. este prezentat circuitul de RAA utilizat la TV portabil tranzistorizat produs de Întreprinderea „Electronica".

Tranzistorul *T1* tip BC 171B primește în bază semnalul video-complex negativ preluat din etajul prefinal video. În circuitul de colector, tensiunea de alimentare a tranzistorului este o tensiune în impulsuri, preluată dintr-o

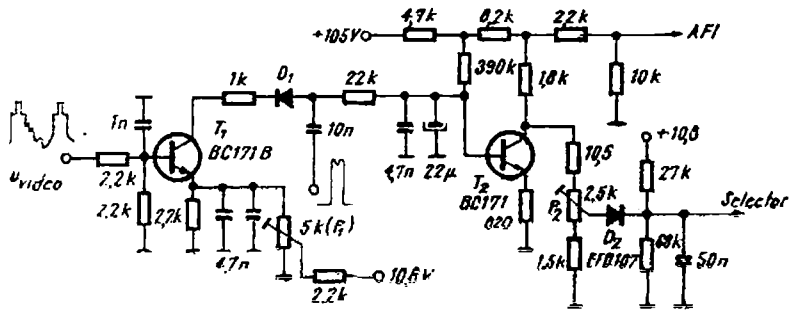


Fig. 13.8. Schema de principiu a unui etaj de RAA echipat cu tranzistoare.

înfășurare de pe transformatorul de linii (impulsuri de întoarcere linii). Această tensiune se aplică printr-un condensator de 10nF. Tranzistorul conduce numai pe durata impulsurilor de întoarcere linii, durată în care, în baza tranzistorului este prezent impulsul de stingere linii și sincronizare linii.

În emitorul tranzistorului $T1$ se află un divizor rezistiv reglabil, care realizează o prepolarizare a emitorului. Această tensiune constituie o tensiune de prag. Funcție de această tensiune de prag, curentul de colector al tranzistorului $T1$, pe durata impulsului de întoarcere linii, poate fi mai mare sau mai mic, încărcînd condensatorul de cuplaj. Astfel în colectorul tranzistorului apare o tensiune negativă, care este filtrată de un grup RC și aplicată în baza tranzistorului amplificator $T2$. Tranzistorul $T2$ este polarizat în bază printr-o rezistență conectată la tensiunea de alimentare. În lipsa tensiunii negative, de comandă, furnizată de circuitul poartă ($T1$) tranzistorul $T2$ este saturat. Tensiunea negativă de comandă se adună la tensiunea de polarizare a bazei scoțînd tranzistorul $T2$ din saturație. Tranzistorul $T2$ este amplificator de curent continuu și inversează sensul de variație a tensiunii de reglaj pentru atacul corect al tranzistoarelor amplificatoare din AFI și selector.

În continuare vom prezenta modul de efectuare a reglajului automat al amplificării. Presupunînd că tensiunea la borna de antenă crește, tensiunea video după detecție va crește. Prin urmare nivelul impulsului de stingere din baza tranzistorului $T1$ va crește și va determina creșterea curentului de colector prin $T1$, pe durata impulsului de întoarcere linii.

Tensiunea negativă de pe condensatorul de 10 nF, va crește în valoare absolută și transmisă în baza tranzistorului $T2$ are ca efect scăderea tensiunii de polarizare. În colectorul tranzistorului $T2$ tensiunea va fi crescătoare, variația de tensiune fiind mult amplificată. Prin divizare rezistivă această variație de tensiune se aplică în baza primului tranzistor AFI (tip BF 198) (care prin mărirea curentului de colector își va micșora amplificarea) și primului tranzistor amplificator din selector. Prin micșorarea amplificării căii de semnal nivelul semnalului video — complex, în detecție, este readus la valoarea inițială.

Circuitul pentru aplicarea tensiunii de RAA pe selector este un circuit special, care realizează RAA pe selector cu întîrziere. După cum se vede în fig. 13.8. divizorul format din $R1$(27 k) și $R2$(68 k) menține tensiunea de RAA selector pe o valoare corespunzătoare amplificării maxime. Pe măsura creșterii nivelului purtătoarei la borna de antenă, tensiunea din anodul diodei $D2$ crește, iar la depășirea tensiunii divizorului $R1$ $R2$ cu tensiunea de deschidere a diodei, dioda $D2$ intră în conducție. În continuare tensiunea pe RAA pe selector va crește și va comanda micșorarea amplificării în RF. Pragul de intrare în funcțiune a RAA pe selector se poate ajusta din semireglabilul $P2$.

Din semireglabilul $P1$ se ajustează amplificarea globală a lanțului de amplificare și ca urmare, și nivelul semnalului video-complex în detecție pe catodul tubului cinescop, acesta fiind un reglaj brut al contrastului.

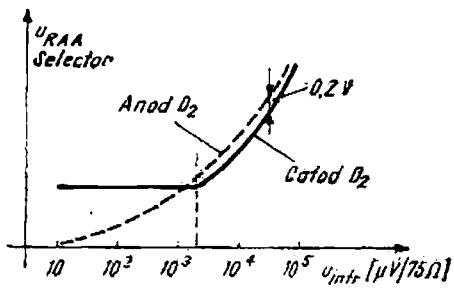


Fig. 13.9. Variația tensiunii de RAA cu întîrziere pentru selector funcție de nivelul tensiunii la borna de antenă, pentru schema de principiu din fig. 13.8.

Bibliografie

1. *Apostol F., Ionescu E.*, — Difuzoare — Ed. Tehnică Buc. 1964.
2. *Băjeu G., Stanciu Gh.*, — Generatoare de semnale sinusoidale — Ed. Tehnică Buc. 1979
3. *Bărbat B., Presură, Tănăsescu T.* — Amplificatoare de audiofrecvență — Ed. Tehnică 1972
4. *Băşoiu M., Gaoriliu M., Pflanzer G.* — Funcționarea și depanarea televizorului în culori — Ed. Tehnică Buc. 1985
5. *Băşoiu M.*, — Recepția de calitate TV — Ed. Tehnică Buc. 1984
6. *Biţoiu A.*, ş.a. — Practica electronistului amator — Ed. Albatros Buc. 1984
7. *Bătucă G.*, — Sistemul de televiziune în culori SECAM — Ed. Științifică și Enciclopedică Buc. 1982
8. *Bătucă G.*, — Sistemul PAL de televiziune în culori — Ed. Științifică și Enciclopedică Buc. 1985
9. *Cartianu Gh.*, — Modulația de frecvență — Ed. Academiei RSR Buc. 1972
10. *Ciobăniță V.*, ş.a. — Radiorecepția de la A la Z — Ed. Albatros Buc. 1983
11. *Csabai D.*, — Tehnica sonorizării — Ed. Tehnică Buc. 1983
12. *Damachi E., Dănilă A.*, — Amplificatoare și detectoare de videofrecvență — Ed. Tehnică Buc. 1969
13. *Dascălu*, ş.a. — Dispozitive și circuite electronice Ed. Didactică și Pedagogică Buc. 1982
14. *Damachi E., Şerbu L., Zaciu E.*, — Televiziune — Ed. Didactică și Pedagogică Buc. 1984
16. *Kulikovschi A.* — Îndreptar de radioelectronică — Ed. Tehnică Buc. 1963.
17. *Liman Otto* — Fernsehtechnik ohne Ballast — Franzis Verlag München 1980
18. *Lozneanu S.*, ş.a. — Casetofoane, funcționare și depanare — Ed. Tehnică Buc. 1983
19. *Mitrofan Gh., Pflanzer G.*, — Inițiere în televiziunea în culori — Ed. Tehnică Buc. 1983
20. *Radu O.*, — Componente electronice pasive — Ed. Tehnică Buc. 1984
21. *Raymond G.* — Tehnica televiziunii în culori — Ed. Tehnică Buc. 1971
22. *Ristea I.*, ş.a. — Manualul muncitorului electronist — Ed. Tehnică Buc. 1981
23. *Ristea I., Popescu I.* — Stabilizatoare de tensiune — Ed. Tehnică Buc. 1983
24. *Schett Z.*, ş.a. — Semiconductoare și aplicații — Ed. Facla Timișoara 1981
25. *Silişteanu M.* ş.a. — Receptoare de televiziune în culori — Ed. Tehnică Buc. 1985
26. *Silişteanu M.*, ş.a. — Receptoare de televiziune și depanare — Ed. Didactică și Pedagogică Buc. 1975
27. *Sotirescu H.*, ş.a. — Receptoare de televiziune — Ed. Tehnică Buc. 1967
28. *Stanomir D.*, — Electroacustică — Ed. Didactică și Pedagogică Buc. 1968
29. *Statnic E.*, — Recepția emisiunilor de televiziune la mare distanță — Ed. Tehnică Buc. 1963
30. *Statnic E.* — Amplificatoare de frecvență intermediară Ed. Tehnică — București — 1968
31. *Statnic E., Gănescu M.* — Televizoare cu circuite integrate. Depanare — Ed. Tehnică Buc. 1981
32. *Suciu D.*, — Receptorul stereofonic — Ed. Tehnică Buc. 1972
33. *Teodorescu V., Bădărău Th.* — Actualități și tendințe în tehnica RR — Ed. Tehnică Buc. 1967
34. *Vătăşescu A.* ş.a. — Circuite cu semiconductoare în industrie — Ed. Tehnică Buc. 1971

35. *Vătășescu A., Bodea, Hartular* ș.a. — Circuite integrate liniare. Manual de utilizare — Ed. Tehnică Buc. 1980
36. *Vlădescu V., Nicolescu V.* — Radioreceptoare — Ed. Tehnică Buc. 1970
37.
* * * Buletin Tehnic nr. 3 — IIS Electronica — Service 1977
* * * Buletin Tehnic nr. 4 — IIS Electronica — Service 1978
* * * Buletin Tehnic nr. 7 — IIS Electronica — Service 1979
* * * Buletin Tehnic nr. 8 — IIS Electronica — Service 1980
* * * Buletin Tehnic nr. 9 — IIS Electronica — Service 1981
* * * Analoge Integrierte Schaltkreise — Konsumgüter — Elektronik — RFT
* * * National — Audio Handbook
* * * Radio Fernsehen Elektronik — 1985
* * * MICM — Indicatorul tarifar de calificare 05.05., pentru meseria „Electronist" — 1984.
* * * Catalog condensat componente electronice IPRS 1984
* * * Catalog diode și tiristoare IPRS 1976—1977
* * * Catalog de tranzistoare IPRS 1981—1982
* * * Ciclu de lecții pentru pregătire în TVC — I.I.S. Electronica 1983
* * * Ciclu de lecții perfecționare pregătire profesională — I.I.S. Electronica 1983
* * * Îndrumător practic pentru semiconductorii utilizați la bunurile de folosință îndelungată din ramura electronică UCECOM 1970
* * * Radiotehnica RPU/1985